ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

150-летию со дня рождения
великого изобретателя
А. С. Попова посвящается

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Под научной редакцией А. И. Громыко, А. В. Сарафанова

Красноярск
ИПК СФУ
2009

УДК 621.37/.39
С 56

С 56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред. : А. И. Громыко, А. В. Сарафанов ; отв. за вып.: А. А. Левицкий. – Красноярск : ИПК СФУ, 2009. – 465 с.
ISBN 978-5-7638-1330-2

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 114-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 7–8 мая 2009 г.

Отражены последние разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; СВЧ-технологии, антенны и устройства; материалы для электронной техники; конструирование и технология электронных средств; электроника и наноэлектроника; устройства обработки сигналов и навигационные системы;приборостроение; автоматизация проектирования; применение технологий National Instruments в инновационной деятельности; телекоммуникации; системы непрерывной подготовки кадров в области радиоэлектроники.

Предназначена для научных работников, аспирантов и студентов радиотехнического профиля.

Редакционная коллегия:

А. И. Громыко – д-р техн. наук., проф. (отв. ред.); Ю. В. Коловский – канд. техн. наук, проф.; В. И. Кокорин – канд. техн. наук, проф.; Д. Ю. Пономарев – канд. техн. наук, доц.; А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц. (отв. за вып.); Ю. П. Саломатов – канд. техн. наук, доц.; А. В. Сарафанов – д-р техн. наук, проф. (науч. ред.); С. И. Трегубов – доц.; Г. Я. Шайдуров – д-р техн. наук, проф.

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-1330-2

© Сибирский федеральный университет, 2009

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСНОГО ТОКА С УПРАВЛЯЕМОЙ КОММУТАЦИЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УЗЛОВ

А. Е. Гаранин, В. В. Головатюк, А. А. Антипин,
В. Е. Митрохин (научный руководитель)

Омский государственный университет путей сообщения
644046, г. Омск, пр. К. Маркса, 35
E-mail: GaraninAE@omgups.ru

Рассматриваются обзорно требования для разработки генераторов импульсного тока (ГИТ) с целью создания требуемой токовой волны для исследования устройств защиты (УЗИПы, заземляющие устройства) при их работе в условиях электромагнитных воздействий. Предлагается использование управляемой коммутации ГИТа с помощью разработанного авторами программного обеспечения на ПК, которое позволит иметь возможность создания более сложных разрядов, синхронизируя при этом работу коммутаторов ГИТов в жестко связанной между собой временной зависимости; обезопасить методику проведения испытаний, находясь в удаленном месте, неподверженном влиянию сильных полей, наводимых на испытательном объекте; при мониторинге измерений облегчает его интеграцию в общую систему.

Развитие телекоммуникационной аппаратуры требует параллельного развития устройств защиты от внешних дестабилизирующих факторов. С возрастанием высокотехнологичной интеграции микроэлементной базы, возрастает и чувствительность к импульсным перенапряжениям, индуцированных воздействием грозовых разрядов. Задачи испытаний как устройств защиты, заземляющих устройств связано с вопросами воссоздания временной зависимости тока, имитирующего в лабораторных условиях разряд молнии. Адекватное моделирование выходит за рамки создания лишь токовой волны главного разряда, аналитическая запись которого описывается биэкспоненциальным импульсом. Представляется перспективным воссоздание как всех компонент-стадий, а именно лидерной, главного разряда и послесвечения, так и нескольких составляющих разряд импульсов, которых в среднем можно принять до трех [1]. Отсюда, вытекают и особые требования к генераторам импульсного тока (ГИТ), эквивалентная схема которых при разряде представляет собой последовательное соединение емкостного накопителя на суммарную индуктивность, обусловленную соединительными проводами и в целом цепи, а также ее сопротивления, в котором учитывается сопротивление самого испытуемого объекта, и может быть представлена как в [2]. Процессы в разрядном контуре ГИТа описываются дифференциальным уравнением второго порядка

$$\frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{LC} = 0, \qquad (1)$$

и характер этих процессов, а именно, характер изменения тока во времени

$$i(t) = \frac{U}{L(p_1 - p_2)}(e^{p_1 t} - e^{p_1 t}) \qquad (2)$$

зависит от вида корней $p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$ характеристического уравнения

второй степени, соответствующего (1) $p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC} = p^2 + 2\delta p + \omega_0^2 = 0,$ где $\delta = \frac{R}{2L}$ – коэффициент затухания, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{2\pi}{T_0}$ – угловая частота незатухающих колебаний.

Для случая, когда корни характеристического уравнения комплексно сопряженные $p_{1,2} = -\delta \pm j\omega_{св}$, где $\omega_{св} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ – угловая частота свободных колебаний (собственных затухающих колебаний), имеет место колебательный процесс (колебательный разряд конденсатора) с периодом $T_{св} = \frac{2\pi}{\omega_{св}}$, и ток изменяется по закону $i(t) = \frac{U}{\omega_{св} L} e^{-\delta t} \sin(\omega_{св} t) = Ie^{-\delta t} \sin(\omega_{св} t)$. Предельный случай – сверхпроводящий контур без потерь, когда $R = 0$, имеем $\delta = 0$, $\omega_{св} = \omega_0$, $T_{св} = T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$, т. е. колебания незатухающие и имеют зависимость тока $i(t) = \frac{U}{\omega_0 L}\sin(\omega_0 t) = I_0 \sin(\omega_0 t)$. Для случая, когда корни характеристического уравнения отрицательные действительные и равны друг другу (кратные) $p_{1,2} = -\delta$ при условии $\omega_0 = \delta$, имеет место граничный режим, соответствующий критическому разряду, когда процесс становится апериодическим. Для тока имеем: $i(t) = \frac{U}{L} te^{-\delta t}$. Для случая, когда корни характеристического уравнения действительные отрицательные и отличны друг от друга p_1, p_2, имеет место апериодический разряд с током $i(t) = \frac{U}{\omega_{св} L} e^{-\delta t} \mathrm{sh}(\omega_{св} t) = Ie^{-\delta t} \mathrm{sh}(\omega_{св} t)$, где– угловая частота апериодического разряда. Момент максимума тока находится из уравнения $\frac{di(t)}{dt} = 0$ и определяется как $t_{max} = \frac{\ln(p_2/p_1)}{p_1 - p_2}$.

Из вышеизложенного следует, что в зависимости от значения некоторого безразмерного параметра $\gamma = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$, учитывающего значения элементов разрядного контура ГИТа, процесс разряда может будет колебательный при $0 \le \gamma < 1$, граничный (критический) при $\gamma = 1$, и апериодический при $\gamma \ge 1$. Ток разряда во времени в зависимости от значения γ представлен на рис. 1.

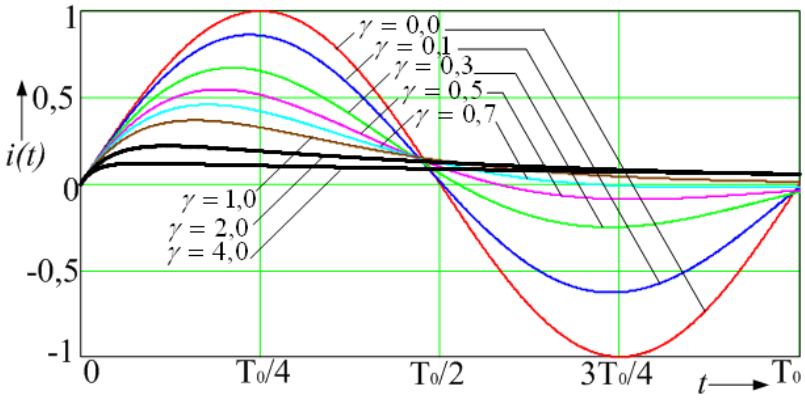


Рис. 1. Зависимость тока во времени при различных значениях γ

Для создания требуемой токовой волны необходим подбор элементов разрядного контура ГИТа с учетом параметров испытуемого объекта. При этом требования для конкретного испытания индивидуальны исходя из каких-либо потребностей, свойств объекта и статистических данных. Управление коммутатором является другой важной задачей – задачей замыкания разрядной цепи в четко определенный момент времени. К блоку управления будет приковано отдельное внимание исследователей. Это внимание сформировано желанием исключить внезапную коммутацию в случае пробоя простейших воздушных шаровых разрядников, коммутацию с помощью управляющего ручного ключа. Также данный вопрос выходит за рамки точного управления моментом срабатывания коммутатора для быстрого запуска генератора и осциллографирования процесса. Появляются дополнительные преимущества, среди которых возможность включения в параллельную работу *n*–го количества ГИТов для формирования на исследуемом объекте более сложных импульсов, отражающих реальную картину разряда, также возможность синхронизации работы с целью создания целого комплекса по измерениям, вычислениям, мониторингу. Недостаток использования высокопроизводительных микроконтроллеров в качестве управляющих устройств коммутатором генераторов, по нашему мнению, заключается, прежде всего, в их высокой стоимости, сравнимой со стоимостью персонального компьютера (ПК). Поэтому весьма заманчивой является идея использования ПК в составе устройства управления, где можно задействовать имеющиеся внешние интерфейсы типа LPT, COM, USB. Для управления гирлянды последовательно соединенных тиристоров, коммутирующей цепь ГИТа с емкостью батареи, заряженной до напряжения 10кВ, использовалась разработанная на языке «Visual C++» программа, интерфейс которой выполнен в стандартном стиле Windows, обращение к портам выполнено напрямую. Данная программа позволяет исследователю управлять внешними устройствами (производить коммутацию тиристоров ГИТа, отключать во время проведения измерений силовую цепь 220В, подавать сигнал на запуск осциллографа) через каналы COM, LPT или USB портов, задавая временные параметры – длительности импульсов, задержки между импульсами и задержки между циклами импульсов. Нижний предел временных характеристик управляющих сигналов определяется производительностью ПК, но даже ПК класса Celeron 300 позволил достичь длительности 12 мкс на каждом информационном канале LPT порта. Интерфейс программы управления и осциллограммы управляющего сигнала одного из каналов и тока на объекте, сформированного коммутацией тиристорного ключа, измеренного посредством безындукционного шунта, представлены на рис. 2.

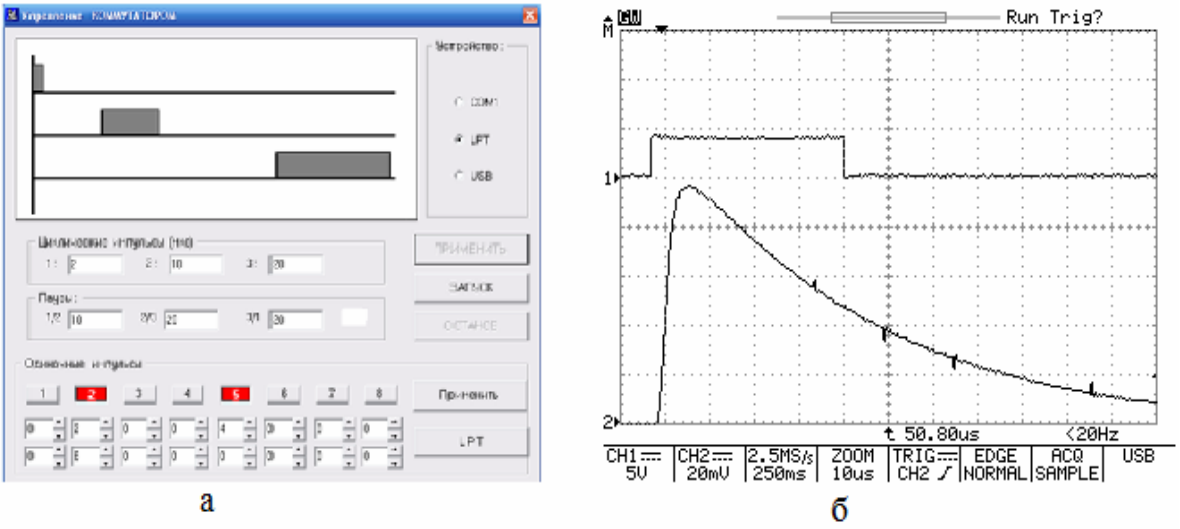


Рис. 2. Внешний интерфейс программы управления
и осциллограммы управляющего сигнала и тока разряда на объекте

Как видно из осциллограммы, что момент подачи управляющего сигнала на коммутацию практически совпадает с моментом начала тока главного разряда. Поэтому исследователю предоставляется возможность синхронизировать весь процесс измерений, коммутируя сложные разряды из серий импульсов, и управлять нужными устройствами в требуемый момент времени. Другой немаловажный аспект является безопасность исследователя, который может находиться на удалении от места непосредственных испытаний, в зоне отсутствия мощных полей. Использование ПК в качестве управления коммутацией облегчает создание системы мониторинга, при которой диспетчер может управлять процессом измерений и получать уже готовую обработанную информацию, не вникая в суть методики самих измерений.

Список литературы

1.Стекольников И. С. Физика молнии и грозозащита / И. С. Стекольников. М.-Л.: Изд-во АН СССР, 1943. – 230 с.

2. Нейман Л. Р. Теоретические основы электротехники: Т. 1 / Л. Р. Нейман, К. С. Демирчян. М.: Энергия, 1966. – 522 с.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА И ПРОБЛЕМЫ АНАЛОГИЙ

С. С. Грицутенко

Омский государственный университет путей сообщения
644046, г. Омск, пр. Маркса, 35.
E-mail: st256@mail.ru

В данной работе рассматриваются проблемы, возникающие при переходе от обработки сигналов, представленных функциями, к сигналам, представленным в виде последовательностей. Изучаются пути решения возникающих проблем. Вводится критерий аналогичности и понятие модифицированной дельта-функции.

Проблема аналогий возникает при попытках подобрать операцию над пространством последовательностей аналогичную операции над пространством функций и наоборот. Приведем примеры.

Функцию $x(t)$ с периодом P возможно разложить в ряд Фурье с коэффициентами

$$X(k) = \frac{1}{P}\int_0^P x(t)e^{-j\frac{2\pi}{P}t}dt \quad . \tag{1}$$

Коэффициенты разложения периодической последовательности $x(n)$ длины N находится при помощи Дискретного Преобразования Фурье (ДПФ):

$$X(k) = \sum_{n=0}^{n=N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad , \tag{2}$$

Если $x(t)$ - функция, симметричная относительно нуля, то коэффициенты Фурье - действительны. Но из симметричности последовательности, действительность отсчетов ДПФ не следует. Так симметричной последовательности $x(n) = \{1,1,5,1,1\}$ соответствует комплексное ДПФ:

$$X(k) = \{9.0000,\text{-}3.2361\text{-}j2.3511,1.2361\text{+}j3.8042,1.2361\text{-}j3.8042,\text{-}3.2361\text{+}j2.3511\},$$

а несимметричной последовательности $x(n) = \{5,1,1,1,1\}$, наоборот, соответствует действительное ДПФ: $X(k) = \{9,4,4,4,4\}$.

Следующий пример. В монографиях часто приводится следующее утверждение: "*Импульсная характеристика для физически реализуемых КИХ-систем (систем с конечной импульсной характеристикой - прим. авторов) с линейной фазой обладает свойствами симметрии*" [1]. И далее приводится формула, поясняющая какая именно симметрия имеется ввиду:

$$h(n) = h(N-1-n), \tag{3}$$

где $h(n)$ - импульсная характеристика КИХ-системы, а N - ее длинна. Данное утверждение ложное. Действительно, в отношении функций однозначно доказывается, что для линейности фазы необходимо и достаточно симметричности функции. Но для последовательностей доказывается только достаточность этого утверждения. Существуют системы с несимметричными импульсными характеристиками, но, тем не менее, с линейной фазой. Например, $h(n) = \{0,0,...,1,2,3,3,2,1\}$. Эта импульсная характеристика не симметрична в смысле формулы (3), но фаза $F_1(\omega)$ такой системы линейная.

Наконец, опишем интересный эффект, возникающий при интерполяции. Для этого возьмем КИХ фильтр, с импульсной характеристикой $h(n)$. Пусть импульсная характеристика фильтра отлична от нуля только на промежутке времени $[T_0, T_1]$. Вне этого отрезка она тождественно равна нулю. В момент времени T_0 на фильтр подается воздействие в виде дельта-последовательности $\delta(n) = \{1,0,0,0,...\}$, а на выходе фильтра имеем конечную реакцию $h(n)$, которая длиться до момента T_1. Если провести интерполяцию импульсной характеристики КИХ фильтра по интерполяционной формуле Котельникова:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} x(nT)\frac{\sin\frac{\pi}{T}(t-nT)}{\frac{\pi}{T}(t-nT)}, \tag{4}$$

то получим, что импульсная характеристика КИХ фильтра перестанет быть конечной!

Кроме того, у импульсной характеристики появляется предыстория - ненулевые

значения до момента подачи входного воздействия (до момента T_0). То есть отклик системы опережает воздействие.

Причина проблем аналогий, как отмечалось выше, состоит в том, что разработчик не всегда может найти для пространства последовательностей аналогию в пространстве функций (имеется в виду операция над векторами). Следовательно, должны существовать критерии аналогичности объектов пространства последовательностей и пространства функций.

Введем понятие критерия аналогичности.

Предположим, имеются два пространства Гильберта: пространство функций $X = \{x(t)\}$ и пространство последовательностей $X_d = \{x(nT)\}$. Векторы пространства X_d получают из векторов пространства X при помощи дискретизации с периодом T.

Определение: операция F_d над вектором пространства X_d считается аналогичной операции F над вектором пространства X, если:

$$\lim_{T\to 0} F_d[x(nT)] = F[x(t)] \tag{5}$$

Для иллюстрации введенного понятия рассмотрим алгоритм измерения энергии сигнала. Для этого введем определение энергии функции (аналогового сигнала) на интервале $t \in [a,b]$:

$$E_a = \int_a^b x^2(t)dt \tag{6}$$

и энергии последовательности (дискретного сигнала) на том же интервале:

$$E_d = \sum_{n=\frac{a}{T}}^{n=\frac{b}{T}} x^2(nT)\,. \tag{7}$$

Очевидно, что если период дискретизации T взять, например, в два раза меньше, то энергия последовательности E'_d, считаемая по формуле (7) увеличится, так как увеличится и количество отсчетов:

$$E'_d = \sum_{n=\frac{a}{T}}^{n=\frac{b}{T}} x^2(nT) + \sum_{n=\frac{a}{T}}^{n=\frac{b}{T}} x^2\left(T(n+\frac{1}{2})\right) = E_d + E''_d\,, \tag{8}$$

где E''_d - энергия новых отсчетов.

Таким образом, очевидно, что преобразование (7) не аналогично преобразованию (6), так как при уменьшении интервала дискретизации T энергия последовательности $x(nT)$ пропорционально возрастает и не стремиться к энергии функции.

Предложим преобразование, которое будет аналогичным.

$$E_d = T\sum_{n=\frac{a}{T}}^{n=\frac{b}{T}} x^2(nT) \tag{9}$$

В соответствии с критерием аналогичности и определением интеграла Римана имеем:

$$E_d = \lim_{T\to 0} \sum_{n=\frac{a}{T}}^{n=\frac{b}{T}} x^2(nT)T = \int_a^b x^2(t)dt = E_a = E \tag{10}$$

Таким образом, преобразования (9) и (6) аналогичны.

Начнем решение проблем аналогии в том порядке, в котором они были поставлены.

Действительность спектров несимметричных последовательностей объясняется неаналогичностью стандартной формулы ДПФ (2) формуле (1). ДПФ разлагает исходную последовательность на последовательности косинусов (действительная часть спектра) и последовательности синусов (мнимая часть). Но в формуле ДПФ (2) последовательность косинуса несимметрична. Например, если взять последовательность косинуса с частотой в четверть частоты дискретизации, то получим: $\{1,0,-1,0\}$. А так, как за действительную часть спектра отвечают несимметричные последовательности, то симметричную последовательность по ним разложить невозможно. Поэтому появляется мнимая часть спектра. Вывод: при традиционном ДПФ базисные последовательности не аналогичны базисным функциям.

Линейность фазы КИХ фильтров с несимметричной импульсной характеристикой объясняется неправильной формулировкой заявленной теоремы. Ниже приводится правильная формулировка.

Теорема: последовательность $x(n)$ имеет линейную фазу на интервале $]-\pi,\pi[$ тогда и только тогда, когда функция $x(t)$, получаемая из интерполирующей формулы Котельникова (4), имеет ось симметрии.

Чтобы понять, что происходит с причинностью, необходимо разобраться, что же представляет собой дельта-последовательность на самом деле. Мы не можем дискретизировать дельта-функцию Дирака. Дискретизации подлежат только функции со спектром, ограниченным по Котельникову. А спектр дельта-функции Дирака бесконечный и, следовательно, неограниченный. Таким образом, необходимо найти среди сигналов с ограниченным спектром аналогию дельта-функции Дирака.

Дельта-функция Дирака $\delta(t)$ определяется из своего фильтрующего свойства:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)\delta(t-\tau)d\tau \tag{11}$$

Но для функций с финитным спектром, таким свойством обладает функция вида:

$$\delta_m(t) = \frac{\Omega}{\pi}\frac{\sin(\Omega t)}{\Omega t} = \frac{1}{T}\frac{\sin(\frac{\pi}{T}t)}{\frac{\pi}{T}t}. \tag{12}$$

Очевидно, что $\delta_m(t)$ является модифицированной дельта-функцией: с одной стороны она ограничена по Котельникову (имеет финитный спектр), а с другой стороны в отношении нее истинно соотношение (11) для любой функции $x(t)$, таким же образом ограниченной по Котельникову.

Так как $\delta_m(t)$ является обычной функцией sinc, то становиться понятен парадокс нарушения принципа причинности. Собственно, никакого нарушения принципа причинности нет. Просто необходимо учитывать, что функция sinc не является финитной во временной области, то есть не имеет начала. Соответственно отклик на такую функцию тоже начала не имеет.

Список литературы

Оппенгейм, А. В. Цифровая обработка сигналов/ А. В. Оппенгейм, Р. В. Шафер. – М.: Связь, 1979. – 416 с.

ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА КОСМИЧЕСКОГО АЛЬТИМЕТРА

Б. Ю. Гришечкин[1], А. И. Баскаков[2]

[1]*ФГУП «Российский научно-исследовательский институт космического приборостроения», г. Москва,*
bg172@mail.ru
[2]*Московский энергетический институт (Технический университет), г. Москва*,
baskakovai@mpei.ru

Выполнена математическая обработка экспериментальных записей космического альтиметра Jason-1. Проведено сравнение алгоритмов оценки высоты полета над средней морской поверхностью. Отмечены некоторые трудности использования экспериментальных записей, распространяемых архивом AVISO.

Спутниковые альтиметры уже более 30 лет применяются для глобального дистанционного зондирования Мирового океана, что позволяет изучать вариации морских течений, прогнозировать климатические изменения, решать задачи океанографии, геодезии, геологии, геофизики, задачи поиска месторождений нефти и т.д.

Коротко принцип работы космического альтиметра следующий: излучается радиоимпульс с линейной частотной модуляцией, прием отраженного импульса осуществляется корреляционно-фильтровой схемой, анализируется форма энергетического спектра сигнала биений, спектр будем называть информационным сигналом. Высоту полета можно определить по положению фронта информационного сигнала, а высоту морских волн – по форме его фронта. Потенциальная точность с учетом сглаживания в следящей системе радиовысотомера, определяющая погрешность оцениваемой высоты полета относительно средней морской поверхности, имеет порядок единиц сантиметров [1,2]. На практике оценку высоты полета океанографического радиовысотомера и других параметров выполняют в наземном центре обработки на основе «сырых» высотомерных измерений (level 0), содержащих, метки бортового времени, выходные параметры бортовой следящей системы по задержке, отсчеты информационного сигнала и т.д. К тому же полученные оценки высоты полета должны быть пересчитаны в карту уровней морской поверхности.

Первичные измерения высотомера распространяются организацией *AVISO (Archiving, Validation and Interpretation of Satellite Oceanographic data)* [3] вместе с результатами наземной обработки высотомерных и других измерений, в том числе радиометра, с учетом результатов циклов калибровки спутниковой аппаратуры, в т.ч. с задействованием нескольких десятков наземных пунктов [4], в файлах формата SGDR (Sensor Geophysical Data Record).

Краткость описания формата [5] и отсутствие в литературе точных данных об аппаратуре самого радиовысотомера не дают ясного понимания параметров, содержащихся в файлах SGDR. Попытка обработать отсчеты информационного сигнала позволила прояснить содержимое файлов, а также сравнить различные алгоритмы обработки экспериментальных форм мощности.

Для оценки высоты полета альтиметра по информационному сигналу применены два алгоритма:

- метод наименьших квадратов Левенберга-Марквардта аппроксимации формы мощности функцией Хайне [6], причем коэффициент асимметрии ординат морских волн считался равным 0,1;
- метод аппроксимации фронта формы мощности полиномом третьей степени по семи отсчетам [2].

Для простоты расчетов отклонение оси диаграммы направленности антенны высотомера от вертикали для обоих алгоритмов полагалось нулевым. Уровень шума, вычитаемый из форм мощности, рассчитывался, как среднее арифметическое первых 15 отсчетов. Обоими алгоритмами оценивались высота полета (начало отсчета высоты неизвестна).

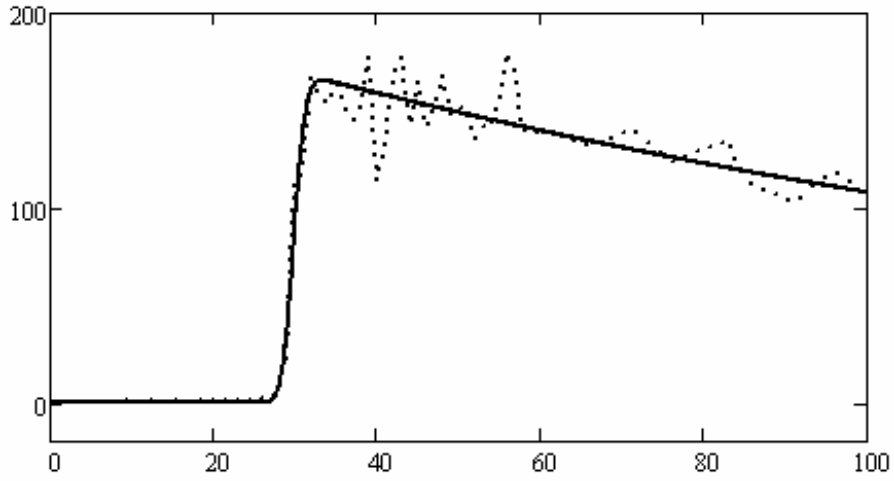


Рис. 1. Аппроксимация методом наименьших квадратов (секунда №1, реализация №19)

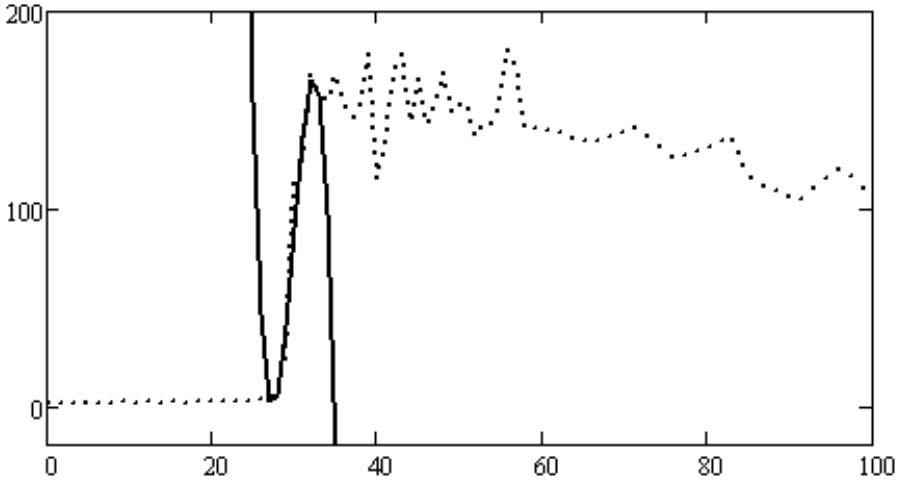


Рис. 2. Аппроксимация полиномом третьей степени (секунда №1, реализация №19)

Отсчеты высоты полета «20 Hz Ku band ranges», «Relative tracker Ku band range» и отсчеты формы мощности, усредняемые на интервалах 50мс, хранятся в SGDR по 20 шт. на каждую секунду.

На рис. 1-2 показаны примененные аппроксимирующие функции с наложением на 19-ю форму мощности секунды №1, извлеченную из SGDR. По оси абсцисс – номер отсчета информационного сигнала, по оси ординат – уровень мощности в условных единицах.

На рис. 3 построены после вычитания соответствующих трендов ломанные по отсчетам высот полета: сверху - «20 Hz Ku band ranges» (сплошная) и «Relative tracker Ku band range» (прерывистая), извлеченные из SGDR, а снизу – отсчеты высот полета,

полученные аппроксимацией форм мощности функцией Хайне (сплошная) и полиномом 3-й степени (прерывистая). По оси абсцисс отложен номер обработанной 50-миллисекундной реализации информационного сигнала, по оси ординат – отклонение высоты полета от ее тренда.

В отличие от остальных комбинаций ломаная оценок высот полета, полученных по отсчетам формы мощности методом наименьших квадратов с функцией Хайне, хорошо повторяет ломаную «20 Hz Ku band ranges». Это, скорее всего, означает, что последний параметр был получен в результате наземной обработки аналогичным методом. Параметр «Relative tracker Ku band range», скорее всего, является высотой полета, полученной по показаниям грубой бортовой системы слежения, установленной на борту высотомера. Оценки высоты полета, полученные методом аппроксимации полиномом 3-й степени, как и ожидалось, имеют больший разброс, чем по Хайне, что соответствует большей флуктуационной погрешности оценки высоты.

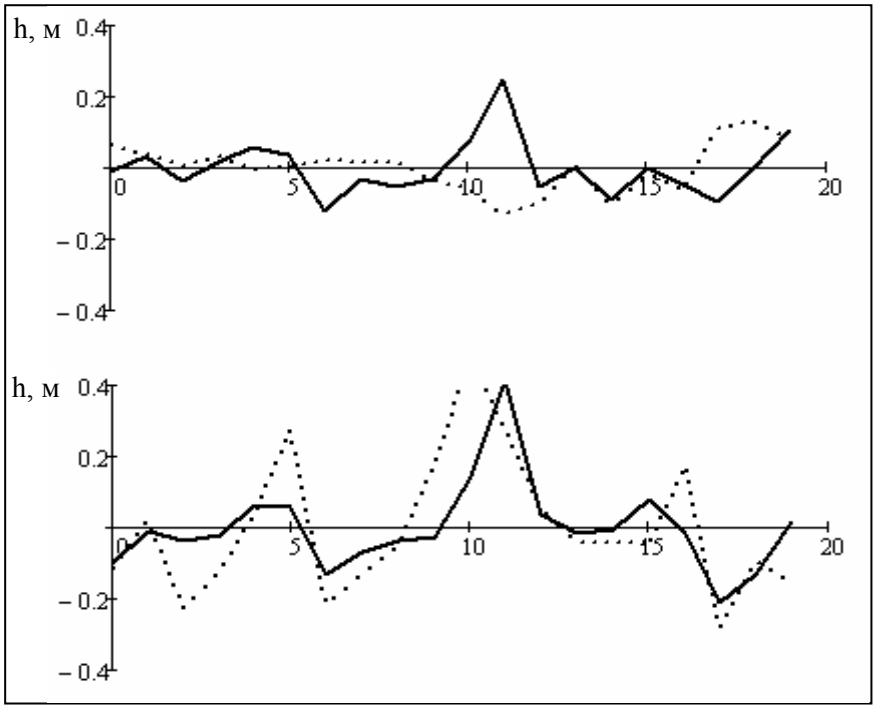


Рис. 3. Разброс оценки высоты полета для секунды №1450

Тренды оценок высот, полученных двумя упомянутыми алгоритмами по отсчетам формы мощности, имеют гораздо меньший наклон, чем тренды оценок высоты полета («20 Hz Ku band ranges» и «Relative tracker Ku band range»), хранящиеся в SGDR. Это, по-видимому, значит, что отдельным реализациям форм мощности соответствуют различные задержки, формируемые бортовой следящей системой высотомера. Период обновления этой задержки неизвестен, но, похоже, кратен интервалу 50 мс, соответствующим 20 отсчетам высот полета, и 20 реализациям формы мощности, хранящимся в SGDR, на каждую секунду.

В настоящее время записи SGDR кажутся нам неполными для построения топографических изображений океана на основе собственной обработки информационного сигнала. Кроме того, обработка результатов работы других измерительных систем космического аппарата, позволяющих выполнить перепривязку измерений к земной системе координат, – также вопрос будущего.

Список литературы

1. Баскаков А. И., Гришечкин Б. Ю. Исследование потенциальных возможностей оценки степени взволнованности поверхности акваторий космическим радиовысотомером // Радиотехника. – 2008. № 1. – С. 64-68.

2. Баскаков А. И. Прецизионный океанографический радиовысотомер космического базирования: Учеб. пособие. - М.: Изд-во МЭИ (ТУ), 1994. – 75 с.

3. Ресурсы интернет ftp://avisoftp.cnes.fr/AVISO/pub/jason-1/sgdr/.

4. Романов А. А. Основы обработки и анализа данных космического дистанционного зондирования океана: Учебное пособие. – М.: МФТИ, 2003. – 272 с.

5. Ресурсы интернет ftp://podaac.jpl.nasa.gov/pub/sea_surface_height/jason/osdr/doc/User_Products.pdf.

6. Hayne G.S. Radar Altimeter Mean Return Waveform from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering // IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol.AP-28, №5, September, 1980, pp.687-692.

АНАЛИЗ ОШИБОК СЕГМЕНТАЦИИ ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПОЛЯ НАПРАВЛЕНИЙ

В. Б. Карпушин, И. С. Грузман (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: gruzman@ktor.ref.nstu.ru

Методом компьютерного моделирования проведен анализ ошибок сегментации градиентных алгоритмов оценивания поля направлений.

1. Введение

Поле направлений (ПН), представляющее собой поле углов преимущественного направления линий в локальной окрестности точки изображений, широко используется для анализа локальных характеристик текстур цифровых изображений [1]. В работе [1] рассмотрены различные алгоритмы оценивания ПН, показано, что качество оценки ПН зависит от способа вычисления частных производных изображения. Простейшим способом их определения является метод конечных разностей, однако, применение этого метода приводит к большим погрешностям оценки ПН. Использование оператора Собела для вычисления частных производных изображения приводит к помехоустойчивости алгоритма оценки ПН. Использование идеального дифференциатора для вычисления частных производных изображения обеспечивает снижение погрешности оценки ПН в несколько раз. Идеальный дифференциатор может быть реализован в частотной области с помощью процедуры двумерного быстрого преобразования Фурье (БПФ). В работе [1] проведено экспериментальное исследование ошибок оценивания ПН, оценено времена решения задачи построения ПН при использовании различных способов вычисления частных производных изображения. Часто изображение представляется для наблюдателя в виде совокупности однородных участков, отличающимися друг от друга теми или иными характеристиками. Количество различных типов, или классов, участков обычно не велико, вся же картина разделена на непересекающиеся области, каждая из которых заполнена изображением одного из типов. При анализе таких изображений наблюдателем или автоматической системой целью является определение геометрических областей и

указание для каждой из них номера и типа (класса). Иногда такую совокупность сведений об исходном изображении называют его картой. Обработка изображения, позволяющего получить карту, называется сегментацией [2]. В данной работе используется бинарная сегментация, т.е. разделение объектов изображения на два типа: анизотропный и изотропный.

Целью данной работы является сравнительное исследование методом компьютерного моделирования ошибок сегментации быстрых градиентных методов оценивания ПН, использующих в качестве способа вычисления частных производных изображения метод конечных разностей, оператор Собела и идеальный дифференциатор.

2. Экспериментальные исследования ошибок сегментации алгоритмов оценивания ПН.

Экспериментальные исследования ошибок сегментации проводилось для трех градиентных алгоритмов оценивания ПН. Обозначим h_1, h_2 и h_3 импульсные характеристики (ИХ) дифференциаторов: метод конечных разностей, оператор Собела и идеальный дифференциатор соответственно. ИХ фильтров, выполняющие дифференцирование по горизонтали, определяются следующими формулами:

$$h_1 = [-1;0;1],$$

$$h_2 = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix},$$

h_3 - ИХ идеального дифференциатора.

Для вычисления производной по вертикали используются h_1^T, h_2^T и h_3^T. Анализ ошибок сегментации алгоритмов построения ПН проводился методом компьютерного моделирования по тестовым изображениям со спектральной плотностью мощности (СПМ)

$$G_\lambda(f_x, f_y) = \exp\left(-4\pi^2(\beta_1(f_x\cos\alpha - f_y\sin\alpha)^2 + \beta_2(f_x\sin\alpha + f_y\cos\alpha)^2)\right),$$

где параметр α определяет угол наклона СПМ, параметры $\beta_i, i = 1,2$ определяют эффективную ширину спектров $\Delta f_i = \left(2\sqrt{\pi\beta_i}\right)^{-1}$ одномерных сечений СПМ вдоль осей f_x и f_y при $\alpha = 0$. Отношение $\Delta f_1 / \Delta f_2$ - степень анизотропии изображения, чем больше это отношение отличается от единицы, тем сильнее выражена анизотропия изображения. Для определения помехоустойчивости алгоритмов тестовое изображение искажалось аддитивным белым шумом. На рис.1 и рис.2 приведён пример тестовых изображений, где $q = \sigma_\lambda / \sigma_\eta$ - отношение сигнал/шум (ОСШ). Вычисление ошибок сегментации выполнялось путем обработки 10^6 тестовых изображений размером 128×128 элементов. В пределах одного тестового изображения ПН было постоянным и менялось случайным образом от изображения к изображению в диапазоне $[0^\circ - 180^\circ]$, размеры скользящего окна Ω равнялись 15×15 элементов.

В данной работе проведён анализ влияния $\Delta f_1 / \Delta f_2$ и $q = \sigma_\lambda / \sigma_\eta$ на ошибки сегментации. По полю изображения перемещается окно Ω, которое занимает все возможные положения. Для каждого положения скользящего окна Ω принимается решение о том, что анализируемый фрагмент изображения изотропный [3], если

$$k(\tilde{m}_{2,0}, \tilde{m}_{0,2}, \tilde{m}_{1,1}) \geq C ,$$

в противном случае принимается решение о том, что этот фрагмент анизотропный, где

$$k(\tilde{m}_{2,0}, \tilde{m}_{0,2}, \tilde{m}_{1,1}) = \frac{\tilde{m}_{2,0} + \tilde{m}_{0,2} - \sqrt{(\tilde{m}_{2,0} - \tilde{m}_{0,2})^2 + 4\tilde{m}_{1,1}^2}}{\tilde{m}_{2,0} + \tilde{m}_{0,2} + \sqrt{(\tilde{m}_{2,0} - \tilde{m}_{0,2})^2 + 4\tilde{m}_{1,1}^2}},$$

C - порог, принимающий значения от 0 до 1; $\tilde{m}_{2,0}$, $\tilde{m}_{0,2}$ и $\tilde{m}_{1,1}$ - выборочные моменты, вычисленные для анализируемого фрагмента изображения. По множеству статистик k вычисляется эмпирическая плотность распределения, а затем эмпирическая функция распределения $F(x)$. На трассологических изображениях, используемых при криминалистической экспертизе, анизотропной областью является область линий трасс, оставленным неким объектом. Иными словами, анизотропная область несет информацию об объекте, а изотропная область – не информативный фон. Под ошибкой сегментации будем считать вероятность принятия анизотропной области за изотропную. Вероятность ошибки сегментации p равна значению эмпирической функции распределения в точке C.

3. Результаты компьютерного моделирования

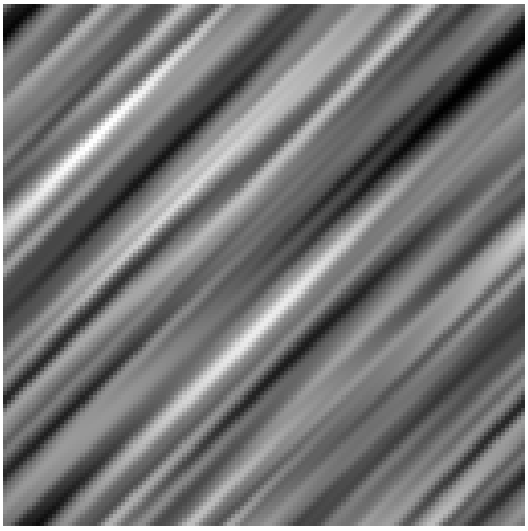


Рис. 1. Тестовое изображение, $\Delta f_1 = 0.25$, $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 25$, $\alpha = 45^o$

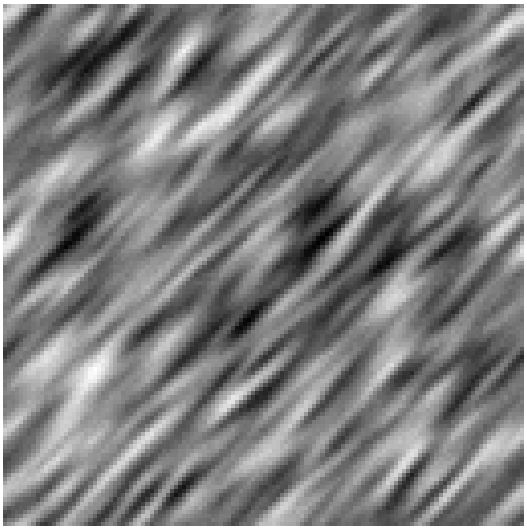


Рис. 2. Тестовое изображение, $\Delta f_1 = 0.25$, $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 5$, $\alpha = 45^o$

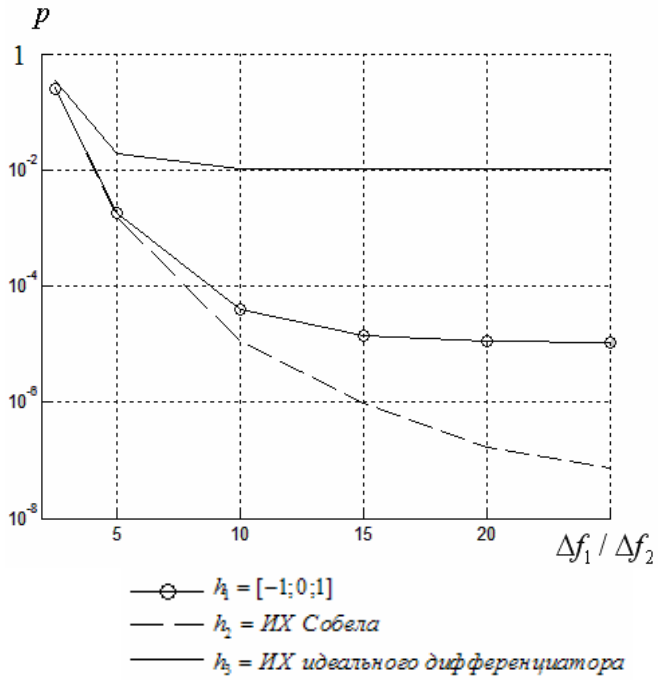


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки сегментации p от $\Delta f_1 / \Delta f_2$ при $C = 0.25$, $q = 10$

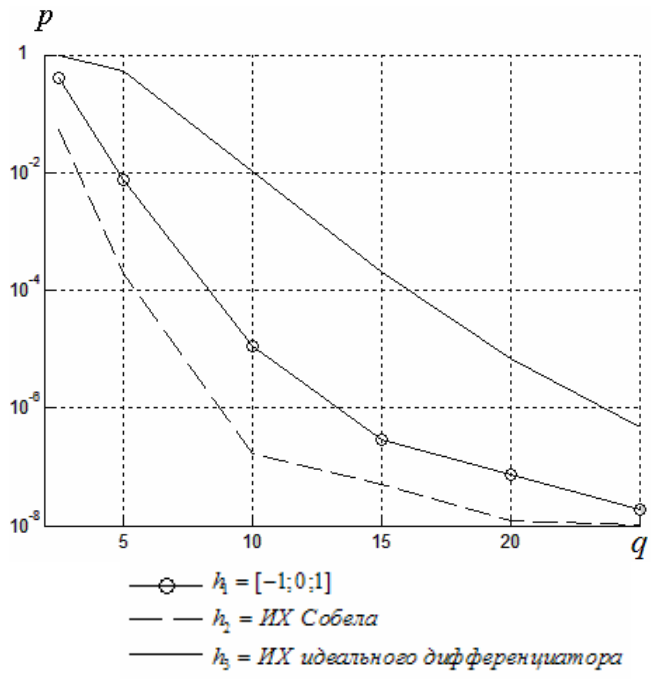


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки сегментации p от $q = \sigma_\lambda / \sigma_\eta$ при $C = 0.25$, $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 20$

4. Заключение

Из приведенных зависимостей видно, что наилучшей точностью сегментации при интенсивности шума $q < 25$ и степени анизотропии $\Delta f_1 / \Delta f_2 < 25$ обладает градиентный алгоритм оценивания ПН, использующий дифференциатор Собела. Наихудшей точностью, при тех же значениях интенсивности шума и степени анизотропии, обладает алгоритм, использующий идеальный дифференциатор, что объясняется поведением его амплитудно-частотной характеристикой на высоких частотах.

Список литературы

1. И. С. Грузма, В. Б. Карпушин. Сравнительный анализ градиентных и проекционно-дисперсионных алгоритмов оценивания поля направлений // Доклады АН ВШ. - 2008. - №2 (11).

2. И. С. Грузман, В. С. Киричук и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002.

3. Грузман И. С., Новиков К. В. Быстрый алгоритм сегментации анизотропных изображений на основе локальных спектральных моментов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. –2005. – № 3. – С. 50– 56.

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ПОСТОРОННИХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРЕДМЕТОВ В МЕТАЛЛОСОДЕРЖАЩЕЙ РУДЕ

А. В. Иванов, В. И. Кокорин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: argon_tm@mail.ru

Задача обнаружения металлов в металлосодержащей руде актуальна в горно-обогатительной промышленности, в технологических процессах переработки руд, где необходимо найти и удалить посторонние металлические предметы, движущиеся в потоке руды на конвейере, которые могут нанести вред дробильной установке; также эта задача актуальна и в других сферах промышленности, где необходимо обнаружить посторонние металлические предметы в потоке какого-либо сырья на конвейере.

Обнаружение металлов в металлосодержащей среде весьма сложная задача, усложняется тем, что скорость движения руды на конвейере достаточно велика, и требует от устройства высокой скорости срабатывания, что усложняет его технологическую базу. Так же многие богатые виды руд, весьма сильно насыщенны различными металлами, и их удельное сопротивление слабо отличается, от удельного сопротивления металла, что усложняет задачу обнаружения посторонних металлических предметов. Поэтому традиционные методы по обнаружению металлов в почве, грунте, угле, пищи, или какой либо другой среде, не являются эффективными в этой сфере применения, и не приносят результата. К критериям, по которым можно выделить металл относятся, его габаритные размеры, масса и проводимость, соответственно, чем больше у образца размер, проводимость и т.д. тем легче обнаружить его в руде. Таким образом, принципы, используемые в этом металлодетекторе, могут быть применимы во многих других сферах промышленности, а не только в горнобогатительных предприятиях.

Предлагаемый метод обнаружения посторонних металлических предметов в токопроводящей среде, позволяет обнаружить посторонние металлические объекты размерам от 70х70мм, в толще богатой руды, крупностью не более 150х150мм, при загруженности конвейера до 400мм и объекты размером 50х50мм в толще бедной руды крупностью 300х300мм и более, при загруженности конвейера 500мм.

Известно, что различные проводящие предметы, по-разному влияют на магнитное поле. Суть метода заключается, в том, что на разных частотах магнитного поля, влияние на него руды изменяется не значительно, это видно на рис. 2, а влияние металлов на тех же частотах меняется весьма сильно, что и позволяет выделить его из общего шума, рис. 3.

Для реализации метода используется цифровой генератор прямоугольных импульсов, который формирует двухчастотный модулированный сигнал. Усилитель, на который подается сигнал с генератора, для получения необходимой мощности этого сигнала, который далее подается на передающую катушку и преобразуется в магнитное поле. Приемный блок состоит из нескольких катушек, расположенных в шахматном порядке, и в зависимости от того, с какой катушки пришел сигнал, о постороннем металлическом предмете, можно примерно оценить место положение этого предмета на конвейере. Сигнал с приемного блока поступает на персональный компьютер, где с помощью специального программного обеспечения, производится анализ на наличие посторонних предметов.

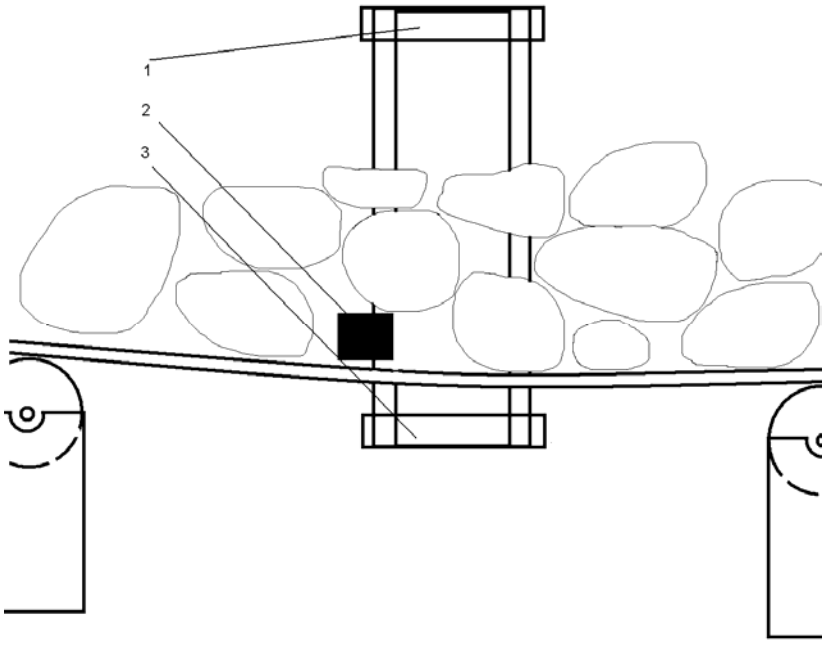


Рис. 1. Загруженный конвейер с установленным металлодетектором.
1 – передающая катушка, 2 – посторонний металлический предмет, 3 – блок с приемными катушками

Основной принцип действия устройства, заключается в том, что цифровой генератор низкой частоты генерирует два различных по частоте прямоугольных сигнала Нч сигнал, в районе нескольких сотен герц, и Вч сигнал, от одного до нескольких килогерц, эти два сигнала модулируются, усиливаются и подаются на передающую катушку, которая расположена над конвейером. Под лентой конвейера, расположен ряд приемных катушек, ими принимается сигнал, прошедший через руду, в которой могут находиться предполагаемые посторонние металлические предметы. Сигнал с приемных катушек поступает на ацп и преобразуется в цифровой сигнал, для дальнейшей обработки с помощью специально разработанного программного обеспечения на персональном компьютере.

В блоках металлодетектора, сигнал разделяется на НЧ и ВЧ составляющие, после чего с помощью фильтров, выделяется их огибающие. Руда на конвейере одинаково влияет на огибающие ВЧ и НЧ сигнала, а металлические предметы, прошедшие по конвейеру оказывают различное влияние на огибающие ВЧ и НЧ сигналов. Таким образом, можно выявить наличие посторонних металлических предметов в руде, произведя простое вычитание НЧ сигнала из ВЧ, также для увеличения разрешающей способности можно возвести полученную разность между сигналами в квадрат, тем самым, получить возможность обнаружения более мелких металлических предметов в руде.

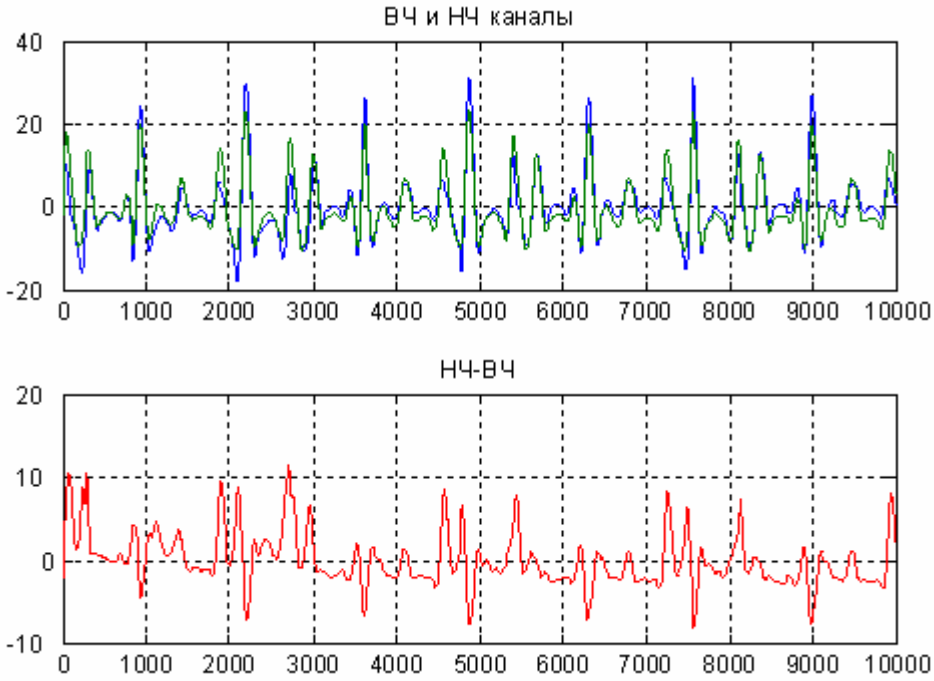


Рис. 2. Обработанные сигналы от руды без посторонних металлических предметов – сверху сигнал ВЧ и НЧ каналов, от руды, не содержащей металла – снизу их разность

Как видно на рис. 2, огибающие ВЧ и НЧ каналов, примерно совпадают, и уровень разности между ВЧ и НЧ каналами считается шумом, или нулевым.

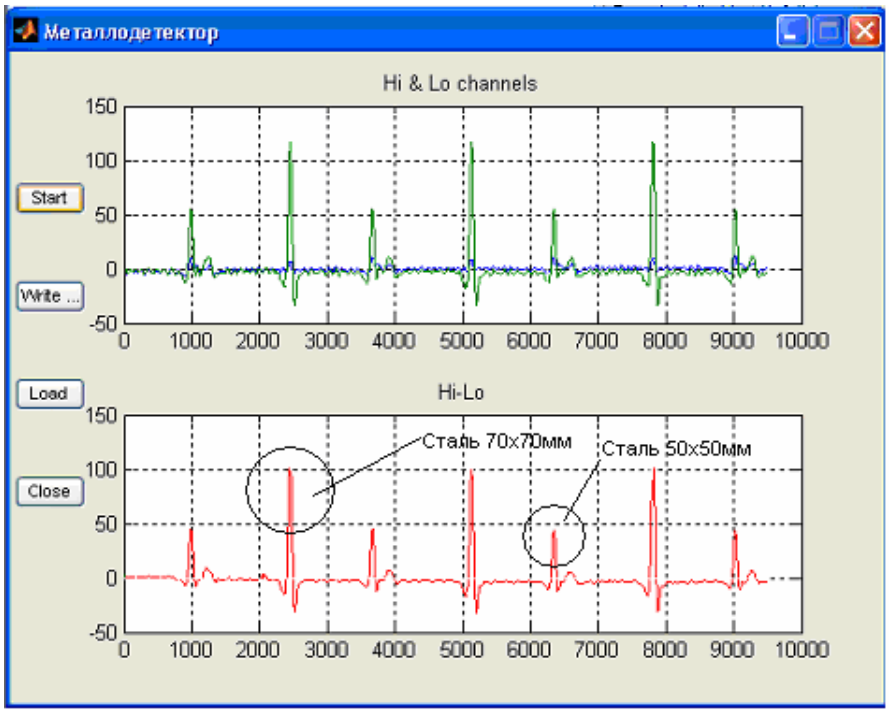


Рис. 3. Программа для обработки сигнала с блока металлодетектора. Вверху ВЧ и НЧ сигналы от руды содержащей посторонние металлические предметы, внизу разность ВЧ и НЧ сигналов.

Как видно на рис.3 можно легко выделить посторонние металлические предметы размерами 50х50мм более. Блок приемных катушек, состоит из катушек, расположенных в шахматном порядке, количество которых, зависит от ширины конвейерной ленты, такое расположение позволяет оценить место положение постороннего металлического предмета по ширине конвейера. Так же зная скорость движения конвейера можно оценить габариты металлического объекта, рассчитав время его воздействия на приемную катушку.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АЛГОРИТМОВ УСКОРЕННОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

А. Г. Клевлин, Р. Г. Галеев, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: a.g.klevlin@gmail.com

Проведен анализ помехоустойчивости алгоритмов ускоренного поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией при воздействии флуктуационных помех. Представлены результаты статистического моделирования исследуемых алгоритмов ускоренного поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией.

Одной из основных задач при приеме шумоподобных сигналов является поиск сигнала по времени запаздывания с достаточной точностью, чтобы система кодовой синхронизации смогла захватить сигнал и отследить его задержку.

В статьях [1,2] рассмотрены алгоритмы, которые обеспечивают фиксированное время поиска $t_{\text{п}}$ при заданной вероятности правильного исхода $P_{\text{пр}}$. При лимитированном аппаратном ресурсе (числе M каналов) время поиска $t_{\text{п}}=LnT_{\text{п}}$, где $L=\text{integ}(N/M)+1$ – число циклов поиска при априорном интервале задержки сигнала $[0,T_{\text{п}}]$ и дискрете поиска $\Delta=T$; $nT_{\text{п}}$ – время анализа на каждом цикле M-канальной поисковой процедуры.

Поскольку задержка сигнала $\tau_{\text{с}}$ может рассматриваться как случайная величина, равномерно распределённая на интервале $[0,T_{\text{п}}]$, то процедуры поиска, ориентированные на анализ всего априорного интервала до вынесения решения о завершении поиска, в ряде случаев требуют неоправданно больших временных затрат (при $\tau_{\text{с}}<<T_{\text{п}}$). В связи с этим представляет интерес модифицированная процедура со случайным временем поиска, которое в среднем может быть в два раза меньше, чем для алгоритмов с фиксированным временем поиска.

Суть указанной процедуры поиска заключается в следующем:

1) с использованием способа временного уплотнения каналов при *равновесовой* поэлементной обработке [3] на каждом цикле поиска в течение времени анализа $nT_{\text{п}}$ производится вычисление M значений модулей корреляций

$$Z_k=\sqrt{z_{1k}^2+z_{2k}^2},\ \ k=\left(l-1\right)M,...,lM-1,\ \ l=1,...,L,$$
$$z_{1k}=\sum_{i=1}^{n}z_{1ik},\quad z_{2k}=\sum_{i=1}^{n}z_{2ik}, \tag{1}$$

где z_{1ik} и z_{2ik} – квадратурные составляющие корреляций, соответствующих k-му значению задержки и i-му периоду накопления (полагаем, что используется когерентный накопитель с квадратурными каналами, оптимальный в отсутствие дополнительной цифровой модуляции ШПС);

2) производится выбор максимального среди M значений (1), вычисленных на текущем l-м цикле:

$$Z_{ml} = \max_k Z_k, \quad k = (l-1)M, ..., lM-1; \; l = 1, ..., L; \tag{2}$$

3) решается задача обнаружения сигнала (периодического ШПС длительностью $nT_п$ с временем запаздывания τ_c), т. е. сравнение статистики Z_{ml} с порогом $Z_{пор}$: в случае $Z_{ml} \geq Z_{пор}$ поиск завершается на текущем l-м цикле принятием решения о значении параметра $\hat{\tau}_c = mT$, в случае $Z_{ml} < Z_{пор}$ процедура поиска повторяется выполнением следующего (l+1)-го цикла вплоть до последнего цикла с номером L (считаем, что поиск заканчивается без повторного анализа интервала задержек $[0, T_п]$).

Проведём анализ помехоустойчивости рассмотренной процедуры поиска, полагая, что приём сигнала осуществляется на фоне гауссовского шума, а задержка сигнала принимает априори максимально возможное значение $\tau_{cmax}=(N-1)/T$ (наименее благоприятный случай). При высокой достоверности правильного исхода ($P_{пр}\to 1$) достигается идеальная синхронизация ($\tau\to 0$), а время поиска $t_п$ равно значению $t_{пmax}$ при использовании поисковой процедуры с фиксированным временем поиска и заданным числом каналов.

С учётом принятой модели наблюдений статистики (1) могут полагаться случайными величинами, распределенными по закону Рэлея (при $k = \overline{0, N-2}$) и закону Рэлея-Райса (k=N-1) со средними значениями и дисперсиями

$$\begin{gathered} \overline{Z_k} = \overline{Z} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_z, \;\; \sigma_k^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma_z^2, \;\; k = 0, ..., N-2, \\ \overline{Z_{N-1}} = \overline{Z_{N-1}}(h), \;\; \sigma_{N-1}^2 = \sigma_{N-1}^2(h), \end{gathered} \tag{3}$$

где σ_z^2 – дисперсия квадратурных составляющих корреляций z_{1k} и z_{2k} (1); $\overline{Z_{N-1}}(h)$ и $\sigma_{N-1}^2(h)$ – среднее значение и дисперсия случайной величины Z_{N-1}, определяемые формулами (1) и (2) соответственно; $h = \sqrt{nq}$ – параметр, имеющий смысл отношения сигнал/шум на квадратурных выходах (N–1)-го («синхронного») канала когерентного накопителя.

Тогда для каждого из (L–1) циклов поиска (кроме последнего цикла с номером L) условная вероятность правильного исхода (при правильном исходе на всех предыдущих циклах) определяется как

$$\begin{gathered} p_l = P\left(Z_{ml} < Z_{пор}\right) = P\left\{\bigcap_k \left(Z_k < Z_{пор}, \quad k = (l-1)M, ..., lM-1\right)\right\} = (1-\alpha)^M, \\ \alpha = \int_{\vartheta}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = \exp\left(-\frac{\vartheta^2}{2}\right), \qquad \vartheta = \frac{Z_{пор}}{\sigma_z}, \end{gathered} \tag{4}$$

где α – вероятность ошибки первого рода (вероятность ложной тревоги).

Используя (4), для совместной вероятности правильного исхода на l циклах поиска можем записать

$$P_{прl} = \prod_{j=1}^{l} p_j = (1-\alpha)^{Ml}.$$

Тогда вероятность правильного окончания поиска (правильного исхода на последнем L-м цикле)

$$P_{пр} = (1-\alpha)^{M(L-1)} \, p_m (1-\beta), \tag{5a}$$

$$p_m = \int_0^{\infty} x\exp\left(-\frac{x^2+h^2}{2}\right) I_0(hx)\left[1-\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]^{M-1} dx \approx 1-\frac{M-1}{2}\exp\left(-\frac{h^2}{4}\right),$$
$$\beta = P\left(Z_{mL} < Z_{\text{пор}}\right) = \int_0^{\vartheta} x\exp\left(-\frac{x^2+h^2}{2}\right) I_0(hx)\,dx = Q(\vartheta, h) \approx 1-\Phi(h-\vartheta), \qquad (5б)$$

где p_m – вероятность того, что случайная величина $Z_{N\text{-}1}$, соответствующая «синхронному» каналу, максимальна среди M значений модулей корреляции на последнем L-м цикле; β – вероятность ошибки второго рода (пропуска сигнала), Φ(x) – интеграл вероятности. При записи (5) учтено, что отношение «сигнал/шум» $h = \sqrt{n}q \gg 1$, что позволяет аппроксимировать распределение статистики $Z_{N\text{-}1}$ нормальным распределением с параметрами $\overline{Z_{N-1}}(h)$ и $\sigma^2_{N-1}(h)$.

Полагая α<<1 и используя для степенной функции в (5а) асимптотическое представление в виде

$$(1-\alpha)^{M(L-1)} \approx 1-M(L-1)\alpha,$$

с учётом (5а) для вероятности ошибки запишем

$$P_{\text{ош}} = 1-P_{\text{пр}} \cong 1-\left[1-M(L-1)\alpha\right] p_m(1-\beta) \approx 1-\left[1-M(L-1)\alpha\right]\times$$
$$\times\Phi\left(\sqrt{n}q-\sqrt{-2\ln\alpha}\right)\left[1-\frac{M-1}{2}\exp\left(-\frac{nq^2}{4}\right)\right], \qquad \sqrt{n}q \gg 1. \qquad (6)$$

При фиксированных значениях параметров q, n, M и L существует оптимальное значение вероятности α (нормированного порога ϑ), при котором обеспечивается минимум вероятности ошибки (6).

На рис.1 представлены графики зависимостей $P_{\text{ош}}(q)$ при n = 25, M = 100 и L = 164 (N=2^{14}–1), рассчитанных с использованием формулы (6) для одноэтапной (*а*) и двухэтапной (*б*) процедур обнаружения. В первом случае кривые *1*, *2*, *3* соответствуют значениям вероятности α=10^{-6},10^{-7},10^{-8}, во втором – α=10^{-4},10^{-5},10^{-6} (равным на обоих этапах). Кривые *1–3* соответствуют максимально возможной задержке, а кривые *1а – 3а* – значению τ_c=(N-1)T/2≈ τ_{cmax}/2 (рассчитывались по формуле (6) с заменой параметра L на $\overline{l} = L/2$, в случае двухэтапной процедуры обнаружения в формуле (6) полагали α^2 вместо α (сомножитель в квадратных скобках перед интегралом вероятности) и $\Phi^2(x)$ – вместо Φ(x)). Там же представлены зависимости $P_{\text{ош}}(q)$ для алгоритма с фиксированным временем поиска (кривые 4). Символами ●, ■, ▲ показаны результаты статистического моделирования рассмотренного алгоритма поиска при числе испытаний 10^5.

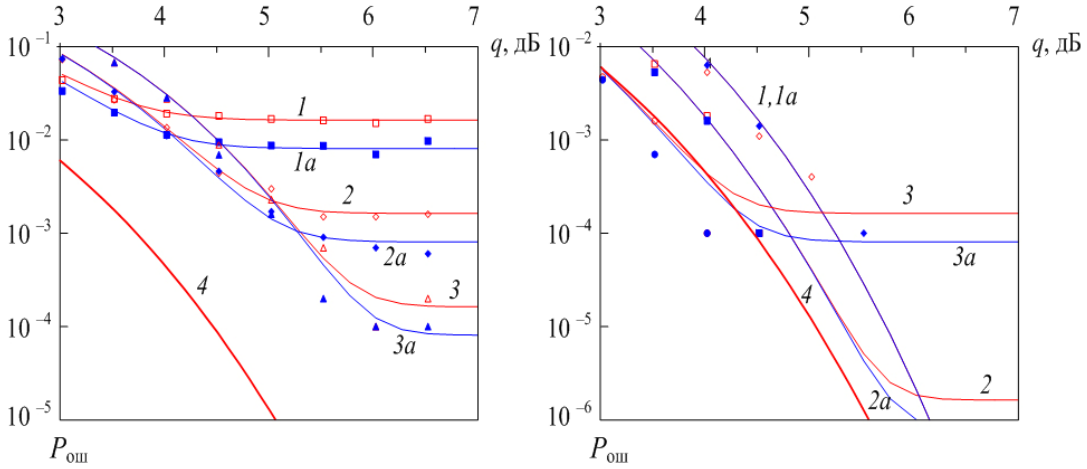


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от отношения «сигнал/шум»:
а – одноступенчатый алгоритм; *б* – двухступенчатый алгоритм

Как видно из рис. 1, предложенный алгоритм ускоренного поиска с двухэтапной процедурой обнаружения (кривые *2* и *2а*) обеспечивает практически такую же достоверность правильного исхода, как и оптимальный алгоритм, при сокращении времени поиска в среднем в два раза по сравнению с поисковой процедурой при фиксированном времени поиска.

Список литературы

1. Бондаренко В.Н. Оптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией/ В.Н. Бондаренко. - М: Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – № 2. – С. 238–244.

2. Бондаренко В.Н. Поиск шумоподобного сигнала при воздействии структурно-подобной помехи/ В.Н. Бондаренко, Р.Г. Галеев, А.Г. Клевлин. - Сб. докл. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ». – Красноярск, ИПК СФУ, 2008. – С. 27–30.

3. Патент РФ №2313184. Устройство слежения за задержкой шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией/ В.Н. Бондаренко, В.И. Кокорин, А.Г. Бяков. - Опубл.: 20.12.2007. – Бюл. №35.

ПЕРВЫЕ ШАГИ К СОЗДАНИЮ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ ЧЕРЕЗ ТЕЛО ЧЕЛОВЕКА

К. А. Павлов

Московский государственный институт электронной техники
124498, Москва, г.Зеленоград, проезд 4806, д.5
E-mail: konstant_pavlov@mail.ru

Известно, что тело человека является проводником с сопротивлением, зависящим от частоты проходящего через него тока. При использовании частот порядка десятков и сотен килогерц, тело можно считать проводником с

сопротивлением $\approx 10 \div 100$ кОм . Таким образом, существует возможность передачи электрического сигнала через тело человека. Технология передачи данных через тело в настоящее время находится на начальной стадии развития и исследуется во многих странах. В статье представлен обзор существующих систем передачи цифрового сигнала через тело человека, а также описана разработанная нами система.

Введение

Назовём технологию передачи цифрового сигнала через тело человека Индивидуальной Беспроводной Связью (ИБС). Будем определять ИБС как способ беспроводной связи, при котором человеческое тело используется в качестве передающей среды для электрического сигнала. Этот способ связи позволяет передавать данные между устройствами, находящимися вблизи тела человека (в карманах, бумажнике и т.д.), также данные могут быть переданы, когда человек дотрагивается до совместимого устройства или путём рукопожатия с другим человеком, имеющим при себе аналогичное устройство.

По сравнению с технологиями беспроводной радиосвязи, такими как Bluetooth и ZigBee, ИБС позволяет использовать относительно низкие частоты (в пределах 1 МГц), сократить энергопотребление портативных устройств и повысить безопасность передачи данных, исключив возможность несанкционированного перехвата передаваемой информации.

Обзор работ, посвящённых ИБС

На рисунке 1 представлены основные методы передачи данных через тело человека, описанные в литературе: простая электрическая цепь, электрическая цепь с ёмкостной связью в обратной цепи, волноводная связь и гальваническая связь.

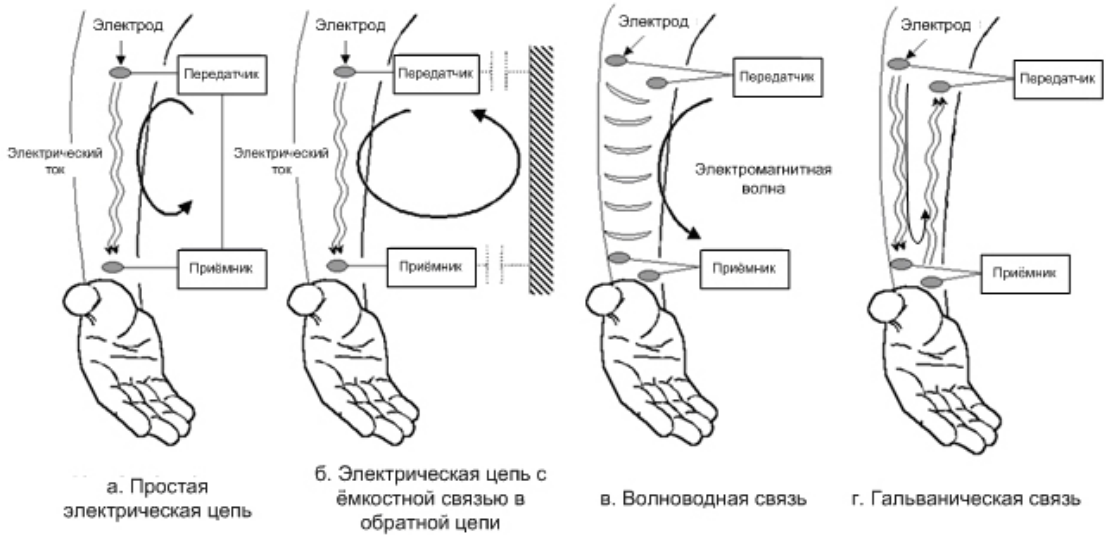


Рис. 1. Методы передачи данных через тело человека

В первом методе (см. рис. 1 (а)) тело человека используется в качестве сигнального провода, цепь замыкается вне тела через провод между приёмником и передатчиком. Этот принцип используется, например, в приборах для измерения жировых отложений организма.

Системе с ёмкостной связью в обратной цепи (см. рис. 1 (б)) не требуются внешние провода, но как и любой электрической цепи, системе необходим обратный путь тока для того чтобы цепь была замкнута [1]. Этот обратный путь осуществляется через ёмкостную связь с «землёй», под которой подразумеваются все окружающие предметы, находящиеся в непосредственной близости. Качество связи при таком методе передачи зависит от окружающей среды, размеров и расположения электродов, а следовательно этот метод имеет достаточно узкие применения.

В третьем методе (см. рис. 1 (в)) тело человека используется в качестве волновода для передачи радиочастотных электромагнитных волн в диапазоне частот от 1 МГц до 10 МГц. В этом случае качество передачи не зависит от окружающей среды [2]. При использовании высоких частот передатчик создаёт электромагнитное излучение, которое уже не ограничивается телом человека, например, на частотах порядка нескольких сотен мегагерц длина волны сопоставима с размерами тела человека, в этом случае тело будет являться антенной для передающего устройства, излучая сигнал в пространство, а не пропуская его через себя. Для устранения этого эффекта целесообразно использовать частоты до 1 МГц [3].

В работе [4] представлен метод передачи данных через тело посредством гальванической связи между устройствами (см. рис. 1 (г)). Этот метод позволяет использовать более низкие частоты от 10 кГц до 1 МГц. В статье описаны эксперименты по измерению затухания сигнала в системе ИБС с различным расположением передающих и приёмных электродов.

Недостатком последнего метода является высокое затухание сигнала при больших расстояниях между передатчиком и приёмником: при увеличении расстояния между электродами на руке на 5 см, затухание увеличивается на 6 – 9 дБ [4]. Такой подход может быть использован для реализации системы сбора данных с медицинских датчиков расположенных на теле человека.

Результаты наших исследований

В ходе исследований технологии ИБС были разработаны опытные образцы устройств системы ИБС, в которой затухание сигнала, как показали эксперименты, практически не зависит от окружающей среды и расположения устройств на теле. Система предназначена для передачи цифровых данных через тело со скоростью 9,6 кб/с на несущей частоте 500 кГц. Амплитуда напряжения передаваемого по телу сигнала составляет 5 В, чувствительность приёмника – 50 мкВ.

Для оценки коэффициента затухания сигнала в системе, был проведён эксперимент с использованием селективного микровольтметра. В ходе эксперимента передатчик формировал непрерывный электрический сигнал постоянной частоты, площадь передающего электрода составляла 0,8 см^2. Человек рукой дотрагивался до щупа микровольтметра, передатчик постепенно перемещали по руке и далее по телу от щупа и записывали значения напряжения, измеренные прибором. Затем эксперимент повторялся для сигнала прошедшего по воздуху. Измерение проводилось при четырех частотах передаваемого сигнала: 30, 100, 500 и 1000 кГц в полосе 1 кГц.

На рис. 2 представлены графики зависимости коэффициента затухания сигнала от расстояния до передающего электрода. Коэффициент затухания рассчитывался по формуле (1), где UПРД – амплитуда напряжения передаваемого сигнала, UПРМ – напряжение создаваемое на щупе микровольтметра.

$$К_{Зат} = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_{ПРМ}}{U_{ПРД}}\right). \qquad (1)$$

Кривые A1, B1, C1, D1 (см. рис. 2) показывают зависимость коэффициента затухания от расстояния при передаче через тело сигналов частотой 30, 100, 500 и 1000 кГц соответственно. Кривые A2, B2, C2, D2 – при передаче тех же сигналов по воздуху.

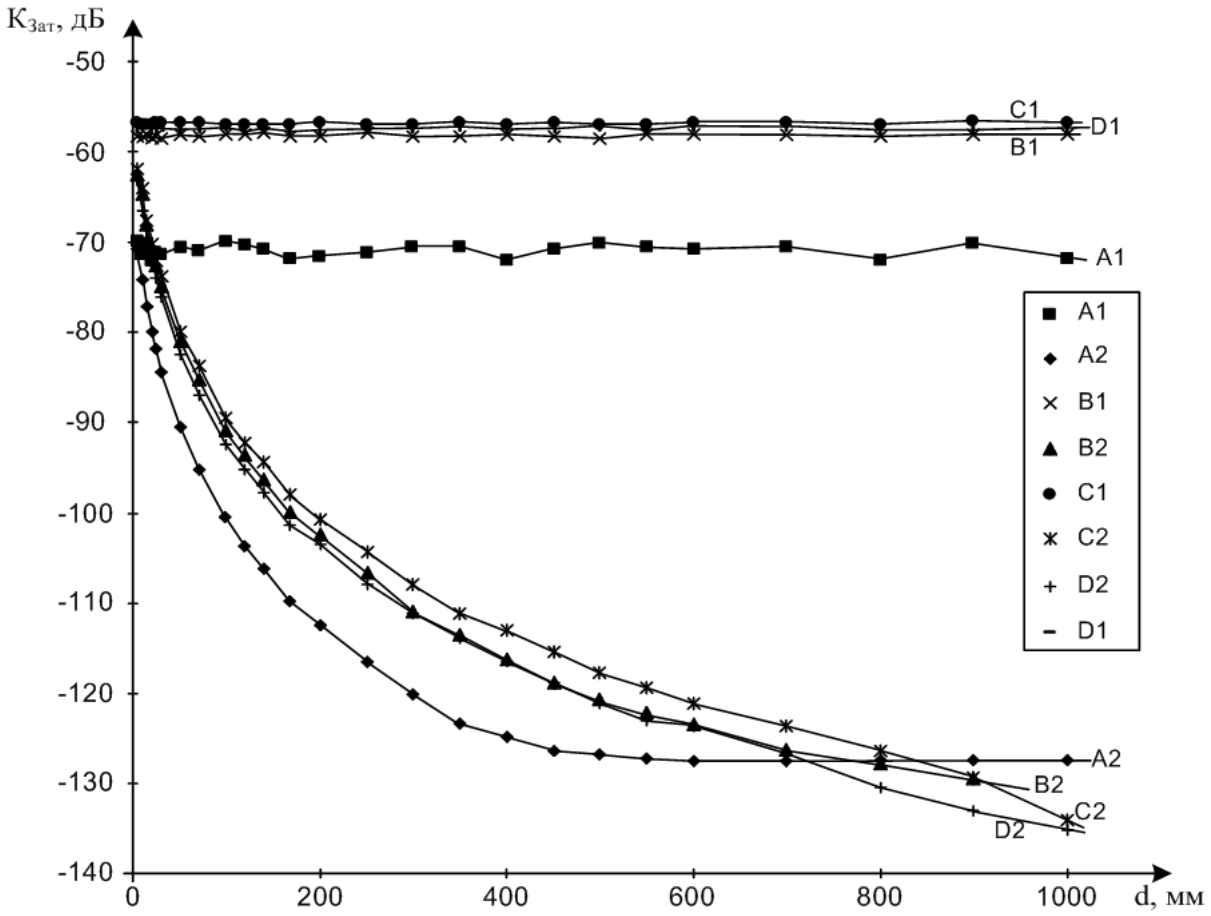


Рис. 2. Зависимость напряжения на приёмном электроде от расстояния до передающего электрода при передаче сигнала частотой 500 кГц через воздух (1) и через тело (2)

Как видно из рис. 2 коэффициент затухания при передаче сигнала через тело (кривые A1, B1, C1) остаётся практически постоянным с увеличением расстояния от передающего до приёмного электрода.

Заключение

Проведя обзор открытой литературы, посвященной передачи данных через тело человека, было выяснено, что существующие системы ИБС имеют крайне узкие области применения. Разработка универсальной системы ИБС, способной передавать данные, звук, управлять электронными устройствами, является сложной научной, схемотехнической и конструкторской задачей.

В разработанной системе ИБС удалось минимизировать влияние окружающей среды на качество передачи, а также добиться независимости от расположения устройств системы на теле человека. Кроме того, устройства в разработанной системе имеют только по одному электроду, в отличие от большинства описанных в литературе систем.

В дальнейшем мы планируем оптимизировать параметры передатчика и приёмника: улучшить чувствительность приёмника, снизить амплитуду напряжения передаваемого сигнала и энергопотребление устройств. Как следствие, маломощные передатчики и приёмники с высокой чувствительностью позволят уменьшить влияние системы BAN на здоровье человека. Такая система может получить широкое применение в медицине, спорте, системах доступа и т.д.

Список литературы

1. T. G. Zimmerman, “Personal area network (PAN): Near-field intrabody communication”, IBM Systems Journal, vol. 35, pp. 609-618, 1996.

2. K. Hachisuka et al., “Development and performance analysis of an intra-body communication device”, in Proc. 12th Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators Microsyst. (Transducers), 2003, vol. 2, pp. 1722–1725.

3. N. Matsushita et al., “Wearable Key: Device for Personalizing nearby Environment”, ISWC 00

4. M. S. Wegmueller et al., “An attempt to model the human body as a communication channel”, IEEE transactions on biomedical engineering, vol. 54, no. 10, October 2007.

ОБ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОМ ИССЛЕДОВАНИИ ЭФФЕКТА ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ЭМ ВОЛН УЛЬТРАЗВУКОМ НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА «ВОДА – ВОЗДУХ»

А. А. Петряшов, В. Н. Лукьянчиков, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники.
660074, Красноярск, ул. Киренского 26.
E- mail rts@ire.krgtu.ru

В работе публикуются первые экспериментальные материалы, полученные в лабораторных условиях по исследованию эффекта параметрической демодуляции электромагнитных волн ультразвуком на границе раздела «вода – воздух»

В работах [1,2,3] были даны исходные предпосылки для приема сигналов наземных радиостанций под водой на основе эффектов модуляции электропроводности морской воды ультразвуком, излучаемым с подводного аппарата.

Реализация подобного метода позволило бы осуществить прием радиосигналов на больших глубинах, поскольку при взаимодействии электромагнитного (ЭМ) поля и ультразвука на границах раздела вода воздух, излучаемых соответственно на частотах fэ и fa, вследствие параметрической модуляции электропроводности воды ультразвуком на частоте fa близкой к fэ, из комбинации сигналов этих частот можно выделить разностную частоту $F = fэ – fa$, существенно ниже несущей частоты ЭМ сигнала fэ, которая затухает в морской воде много слабее, чем исходный сигнал частоты fэ.

В задачу работы входило прямое экспериментальное доказательство существования эффекта параметрической демодуляции. Поскольку, несмотря на корректность теоретических оценок данных в [1], в мировой научной печати не было сообщений о наблюдения подобного эффекта.

Схема установки приведена на рис 1, В качестве среды использовалась подсоленная водопроводная вода с соленостью 1 промиле.

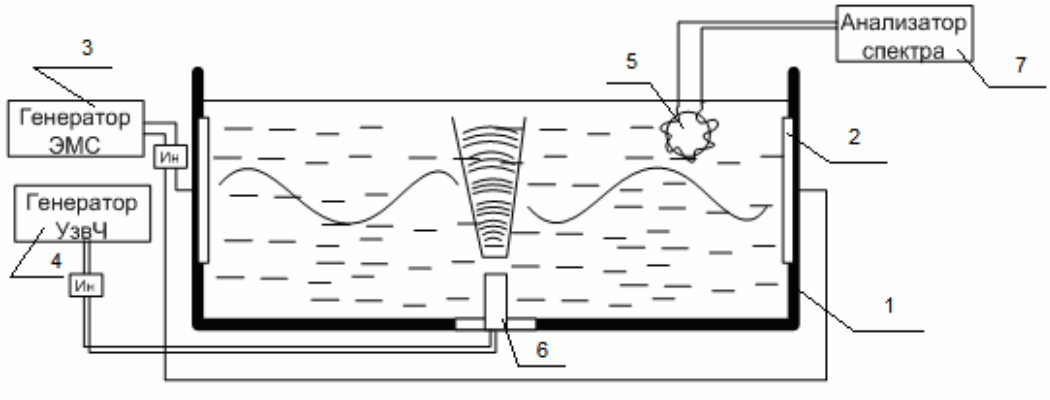


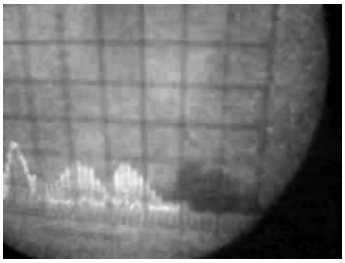
Рис. 1. Лабораторная установка для исследования эффектов параметрической демодуляции, где 1 – бак для исследуемой среды; 2 – электроды для излучения ЭМ составляющей; 3 – генератор ЭМС; 4 – генератор УзвЧ; 5 – датчик электромагнитной составляющей; 6 – акустический излучатель; а – анализатор спектра

Эксперимент заключался в пропускании через заводненные электроды 2 тока от ЭМ генератора 3. Внизу бака 1 был установлен ультразвуковой излучатель работающий на частоте fa = 15кГц.

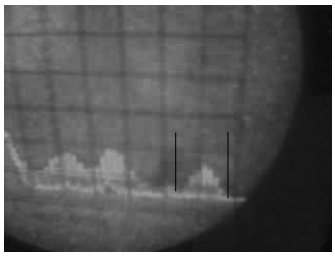
Разностный сигнал частоты F = fэ - fa принимался торроидальным датчиком электромагнитного поля 5 и регистрировался с помощью спектрального анализатора частоты 7 СК4 - 56.

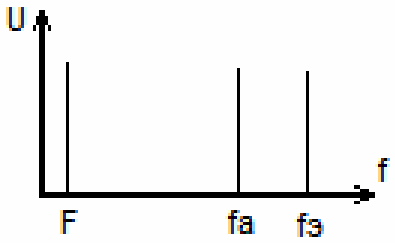
На рис 2а. показана спектрограмма сигнала при существенно разных частотах fa fэ, когда fэ>> fa.

При сближение частот fa и fэ, так что их разность соответствовала условию fэ- fa <<F. При F, изменяемой в диапазоне 100÷1000Гц, fa = 15кГц, на экране анализатора спектра наблюдалась линия сигнала разностной частоты F (рис 2б). На этом рисунке область F отмечена вертикальными линиями.



а) Сигнал на выходе фильтра





б) Спектр сигнала при одновременном действии сигналов частот fэ и fa. в) Спектры сигналов.

Рис. 2. Эпюры выходного сигнала с датчика принимаемого сигнала на выходе анализатора спектра

Безусловно, эти первые эксперименты требуют дополнительных исследований по проверке теоретических оценок работ [1,2], однако уже описанный результат дает надежду на реализацию практических приложений в области создания принципиально новых систем подводной радиосвязи и навигации.

Список литературы

1. Шайдуров Г.Я., Лукьянчиков В.Н., Романова Г.Н. // Радиотехника и электроника. 1985.Т.30.№11.С.21-36.

2. Романова Г.Н., Шайдуров Г.Я. // Радиотехника и электроника, 1991. Т.36.№2.С.410.

3. Шайдуров Г.Я., Романова Г.Н. Энергетический потенциал параметрического электромагнитного канала передачи информации вода – воздух. Красноярск: Вестник КГТУ.№15. 1998.С. 15-22.

ПРИБОР ДЛЯ ПОИСКА ПОЛИМЕТАЛЛИЧЕСКИХ РУД НА ОСНОВЕ ВП ЕЭМПЗ

В. С. Потылицын, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: markuss86@mail.ru

Прибор для поиска полиметаллических руд методом вызванной поляризации с извлечением информации из естественного электромагнитного поля Земли. Приводится структурная схема прибора.

В электроразведке полиметаллических руд широкое распространение получил метод вызванной поляризации (ВП), заключающийся в возбуждении геологического разреза импульсным током с помощью заземленной линии и регистрации переходной характеристики электрического поля с перемещающейся вдоль профиля наблюдений приемной линии.

Физической основой метода ВП является заряд границы раздела электронно-проводящего рудного тела. Проходящий через среду импульсный ток наблюдается на поверхности земли в виде потенциала разряда указанной границы.

Однако применение метода ВП в горно-таежной местности осложняется необходимостью использования достаточно мощных источников возбуждающего тока (от 100-10000 Вт), раскладки по профилю наблюдений длинной питающей линии (1-3км), что обуславливает большие трудозатраты и стоимость работ.

В России запатентован метод извлечения информации ВП из естественного электромагнитного поля земли (ВП ЕЭМПЗ)[1,2,3,4], который позволяет исключить из работы питающую линию и возбуждающий генератор импульсов тока, путем обработки сигналов флуктуирующих теллурических токов Земли в диапазоне частот 0-20 Гц. В основу алгоритмов обработки принимаемых сигналов может быть положен либо корреляционный метод на основе теоремы идентификации объектов в случайных полях - теорема “Черного ящика” Н. Винера, либо дифференциальный алгоритм со спектральной обработкой сигналов [4].

Основной проблемой является нестационарность теллурических полей по времени, пространству и спектру, вследствие чего алгоритм обработки сигналов ЕЭМПЗ должен быть инвариантным к указанной нестационарности.

В настоящей статье описывается структурная схема прибора, выполненного на основе современной микроэлектроники, позволяющего минимизировать влияние нестационарности ЕЭМПЗ за счет реализации двухканального дифференциального алгоритма с автоматической системой выделения разности наблюдаемых сигналов на смежных приемных линиях.

Далее приводиться электрическая модель геологического разреза. Данная цепь носит название «пропорционально-интегрирующий фильтр».

Симметричная трёхэлектродная электрическая линия MON, перемещаемая вдоль профиля наблюдений, является источником разностного сигнала. Информация о ВП содержится в величине отношения корреляционной функции сигнала разности процессов $x(t)$ и $y(t)$, наблюдаемых по отдельности в линиях OM и ON к корреляционной функции одного из процессов..

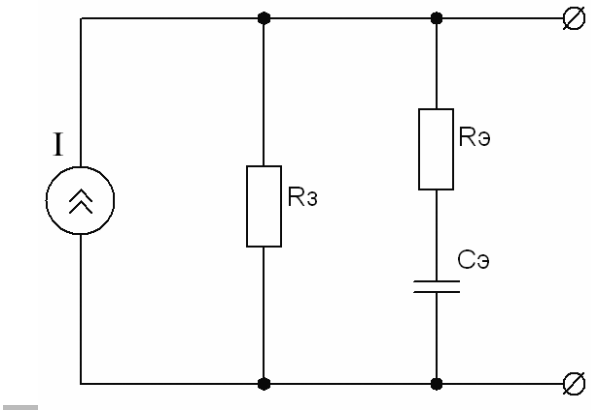


Рис. 1. Электрическая схема геологического разреза

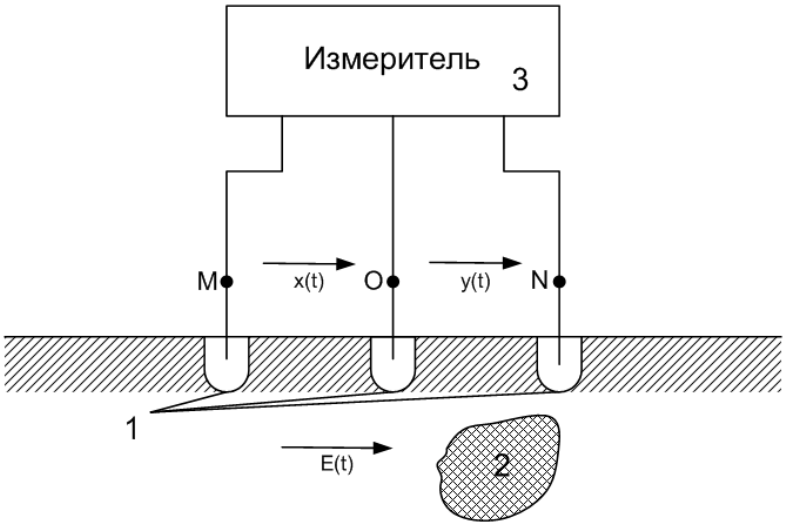


Рис. 2. Дифференциальная измерительная установка, где 1 – неполяризующиеся электроды, 2 – рудное тело, 3 – измерительный прибор.

Информативным является параметр ή.

$$\eta = \frac{\sum (x - k \cdot y)^2}{\sigma_x^2} \qquad (1)$$

Предлагается решение данной проблемы созданием прибора на основе микроконтроллера. Функциональная схема предлагаемого устройства приведена ниже.

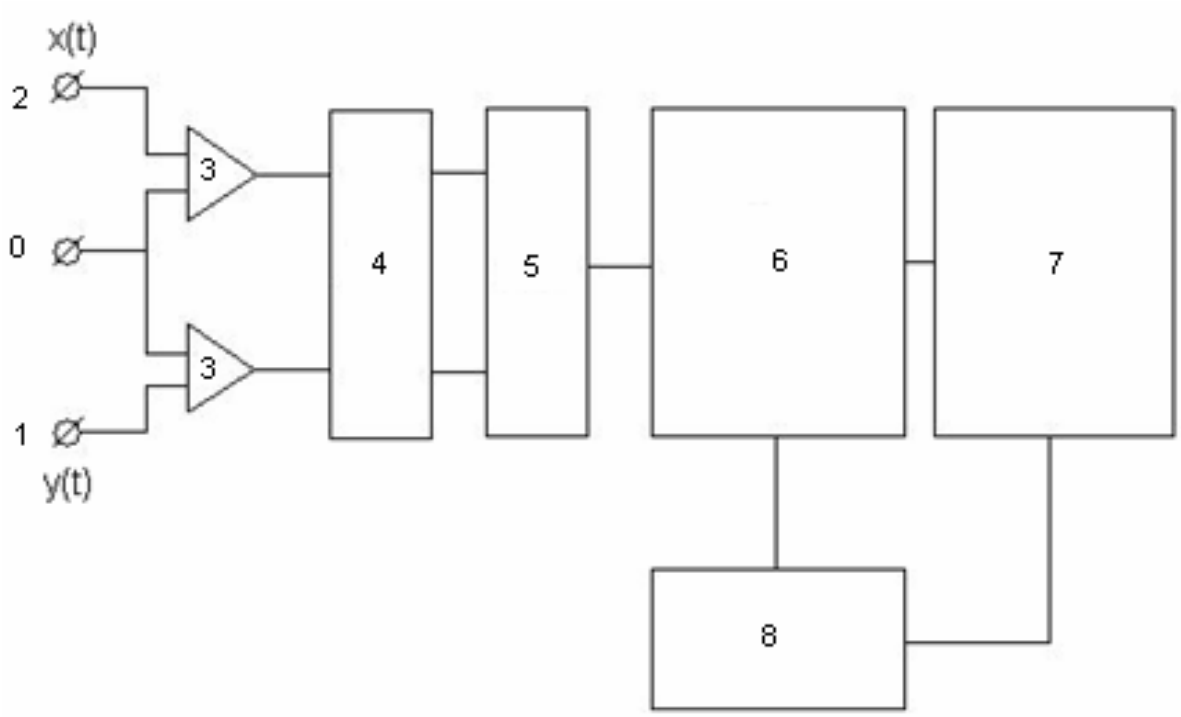


Рис. 3. Структурная схема данного прибора

Сигналы x(t) и y(t) снимаются с электродов 1 и 2 относительно средней точки 0. Далее происходит усиление сигналов в усилителях 3 и их дальнейшее преобразование в цифровой вид в АЦП 4. Замер производиться в течении трех минут и вся реализация помещается в ОЗУ 5. Далее с помощью микроконтроллера производиться дальнейшая обработка по алгоритму (1). В приборе предусмотрена возможность выводить результаты на ЖКИ 7, а так же сохранять результаты в ПЗУ 8.

Весь прибор строится на однокристальном микроконтроллере. Разработка ведётся на базе контроллера фирмы Texas Instruments, семейство микроконтроллеров MSP430xx4xx. Микроконтроллеры данной серии соответствуют требованиям по скорости обработки информации, энергопотреблению и наличию необходимой периферии.

На данном этапе работы создан макет прибора и проводятся его испытания. Входной тракт создан на основе активных, производящий предварительное усилении сигнала и его фильтрацию. Вся цифровая часть работает в режиме реального времени. Проведенные испытания показали, что чувствительность прибора составляет 10 мкВ. Испытания проводятся в специально созданном баке размером 2x1.5x1 имитирующем реальные полевые условия.

Так же исследуются влияние глубины залегания и размеров тела, а так же его влияние импульсных помех, на определения наличия тела в земле.

Список литературы

1. Пат. №2747519/18-25. Корреляционное электроразведочное устройство / Н. А Борисов, Н. П. Воробьев, Г. Я Шайдуров.

2. Пат. №1793693/2625 Корреляционное электроразведочное устройство/ Н. А. Борисов, А. И. Ясников, Г.Я Шайдуров.

3. Пат. № 2803578/18-25. Способ геоэлектроразведки. Авторы Н. А. Борисов, Г. Я Шайдуров.

4. Г.Я. Шайдуров, Ю. Н. Козлов, Я. В. Маркушин. Дифференциальный метод извлечения информации о потенциалах ВП из естественного электромагнитного поля Земли, Геофизическая аппаратура – 1994. – № 94. – с. 35-42.

КОЭФФИЦИЕНТЫ ЭКСЦЕССА И АСИММЕТРИИ СПЕКТРОВ КАК КЛАССИФИЦИРУЮЩИЕ ПРИЗНАКИ ОБЪЕКТОВ В ССН

Д. О. Соколова

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К.Маркса, 20
E-mail: sokolovado@ngs.ru

Сигналы различных сейсмоактивных объектов в сейсмических системах наблюдения отличаются по своим спектрально-корреляционным свойствам. В данной работе предлагается классификация различных объектов воздействия в сейсмической системе наблюдения, основанной на этих различиях.

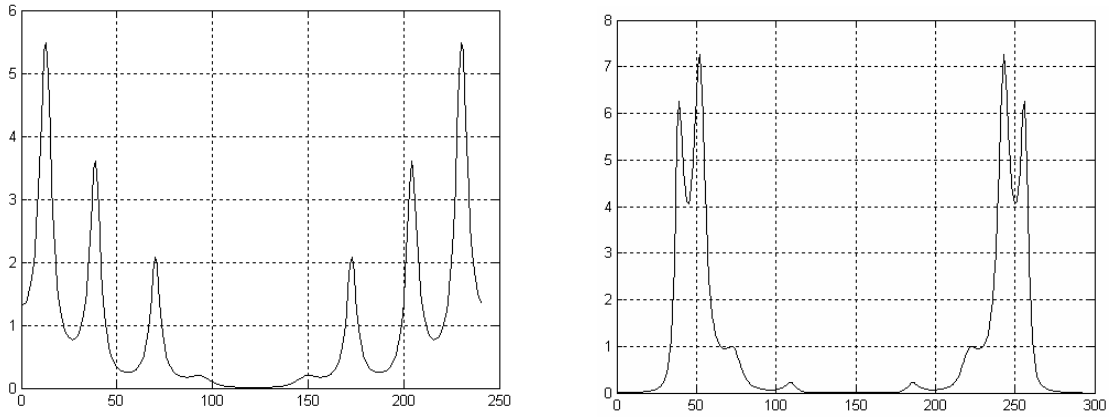
Введение. Широко развивающиеся системы охранного наблюдения основаны на сейсмическом принципе действия. Не в последнюю очередь это связано с абсолютной скрытностью системы, основная часть которой устанавливается в грунте. Анализ сейсмических колебаний позволяет не только обнаружить нарушителя, но и классифицировать его.

Во многих случаях физическая природа полезного сигнала и помех содержит в себе суммирование большого числа случайных процессов, вызванных действием многих элементарных источников, а также наличием многих путей распространения сигналов в физических средах. Это приводит к гауссовским распределениям сигналов, наблюдаемых на приемных апертурах. Обычно параметры этих физических явлений для разных полезных сигналов различаются, поэтому у наблюдаемых процессов различаются спектрально-корреляционные характеристики полезного сигнала. В данной работе предлагается алгоритм классификации, основанный на использовании этих различий.

Постановка задачи. Реальные сигналы в сейсмических системах дистанционного наблюдения хорошо описываются математической моделью гауссовского марковского процесса, полностью определяемой вектором своих коэффициентов предсказания. Это позволяет осуществлять предварительное адаптивное выбеливание входного сигнала,

которое не вносит изменений в спектральные свойства сигналов, а лишь унифицирует параметры фона. Для дальнейшего анализа используются выбеленные сигналы.

На рис. 1 представлены примеры спектров сигналов для двух типов объектов: самолет и автомобиль. Из рисунка видно, что спектр сигнала автомобиля распределен во всей полосе частот, в то время как спектр сигнала самолета сосредоточен в меньшей полосе. В связи с этим представляется интересным исследовать спектральные представления сигналов по таким параметрам как коэффициенты эксцесса и асимметрии.



а) б)

Рис. 1. Примеры спектров сигналов: а – автомобиль, б – самолет

Описание метода. Для анализа разобьем имеющийся выбеленный сигнал каждого из типов объектов на участки y_i, $i = \overline{1, N}$. На каждом участке по теореме Винера-Хинчина определим энергетический спектр сигнала:

$$Y_i(n) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} R_i(t)\, e^{-jntT}$$

где $R_i(t)$ – оценка автокорреляционной функции сигнала y_i. Так как предварительное выбеливание всего сигнала осуществлялось по параметрам фона, участки, где помимо фона присутствовал отклик на воздействие объекта, отличаются от белого гауссовского шума, и являются окрашенным гауссовским процессом. Поэтому для получения сглаженных спектров оценка автокорреляционной функции расчитывается с помощью коэффициентам предсказания, повторно рассчитываемым для каждого участка выбеленного сигнала y_i. Затем для полученного спектра оценим коэффициенты эксцесса γ_i и асимметрии k_i. В результате для каждого типа объекта имеется N пар коэффициентов.

На рис. 2 представлены семейства точек, полученных для сигналов автомобиля и самолета. Каждая точка характеризуется парой коэффициентов - эксцесса и асимметрии:

$$\boldsymbol{x}_{Mi} = \left\| \gamma_{Mi} \quad k_{Mi} \right\|^T, \quad i = \overline{1, N}$$
$$\boldsymbol{x}_{Ci} = \left\| \gamma_{Ci} \quad k_{Ci} \right\|^T, \quad i = \overline{1, N}$$

Из рисунка видно, что для различных типов объекта точки локализованы лишь в некоторой области. Поэтому для каждого типа объекта в ССН можно построить линию регрессии, а зависимость между коэффициентами эксцесса и асимметрии описать при помощи линейной регрессионной модели.

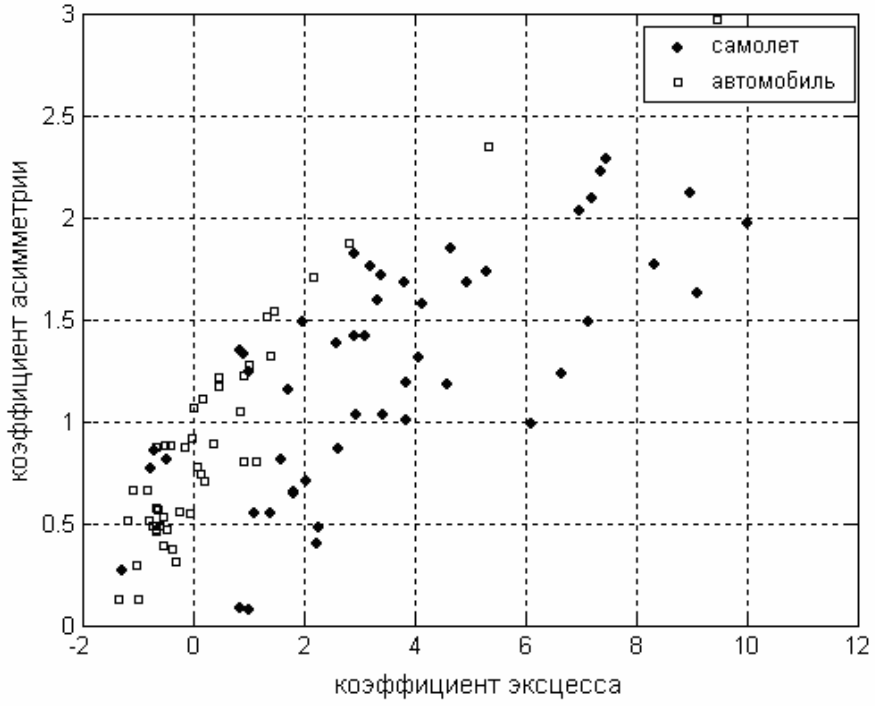


Рис. 2. Семейства точек, полученных для сигналов автомобиля и самолета

Для анализа работы различителя воспользуемся принципом максимального правдоподобия: на выходе различителя решение принимается в пользу того объекта, для которого степень правдоподобия выше. Для каждого типа объекта запишем условную плотность распределения вероятностей:

$$w(\boldsymbol{x} \mid \boldsymbol{x}_C) = \frac{1}{2\pi \left| K_C \right|} e^{-\frac{1}{2}(\boldsymbol{x}-\overline{\boldsymbol{x}_C})^T K_C^{-1} (\boldsymbol{x}-\overline{\boldsymbol{x}_C})}$$

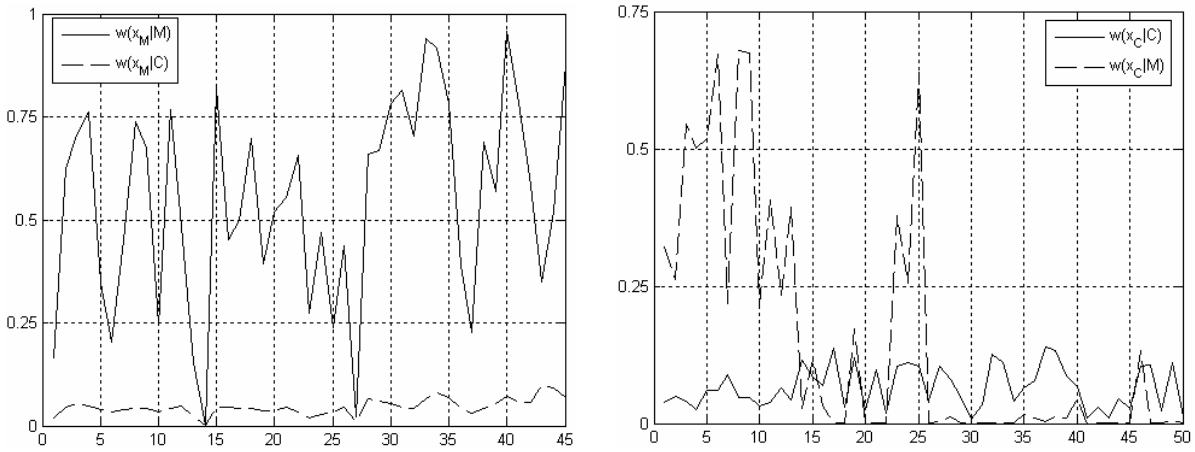
$$w(\boldsymbol{x} \mid \boldsymbol{x}_M) = \frac{1}{2\pi \left| K_M \right|} e^{-\frac{1}{2}(\boldsymbol{x}-\overline{\boldsymbol{x}_M})^T K_M^{-1} (\boldsymbol{x}-\overline{\boldsymbol{x}_M})}$$

где $\boldsymbol{x}$ - случайная пара коэффициентов эксцесса и асимметрии; $\overline{\boldsymbol{x}_C}$, K_C и $\overline{\boldsymbol{x}_M}$, K_M - математические ожидания и корреляционные матрицы векторов $\boldsymbol{x}_C$ и $\boldsymbol{x}_M$, соответственно, и определяются выражениями:

$$\overline{\boldsymbol{x}_{об}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{x}_{об\ i}$$

$$K_{об} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(\boldsymbol{x}_{об\ i} - \overline{\boldsymbol{x}_{об}}\right)\left(\boldsymbol{x}_{об\ i} - \overline{\boldsymbol{x}_{об}}\right)^{T}$$

индекс «*об*» указывает на любой тип объекта.



а) б)

Рис. 3. Значения функций правдоподобия при различных сигналах на входе различителя, а – сигнал автомобиля; б – сигнал самолета

На рис. 3а представлены значения функции правдоподобия для сигнала автомобиля. Ось абсцисс отражает номер эксперимента. Как видно из рисунка различитель безошибочно определяет сигнал автомобиля (для всех пар коэффициентов эксцесса и асимметрии плотность распределения вероятности двумерного вектора $w(\boldsymbol{x} \mid \boldsymbol{x}_M)$ больше). Аналогичным образом на рис. 3б представлены значения функции правдоподобия для сигнала самолета. В отличии от случая с автомобилем, где классификация прошла безошибочно, различитель в ряде экспериментов принимает самолет за автомобиль. Так в эксперименте, когда на вход МП-различителя подавался сигнал автомобиля, в 44 случаях из 45 был верно классифицирован автомобиль; для сигнала самолета менее точное различение – 31 верное определение в 50 наблюдениях.

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ЮСТИРОВКИ ФПКС-2 С ПРИМЕНЕНИЕМ ПРЕЦИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

М. Н. Суслопаров

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
susloparov@rambler.ru

Алгоритм юстировки ФПКС-2(изделия) используется для решения проблемы коррекции геометрических искажений.

В ходе проектирования и испытаний изделия было обнаружено существенное влияние эффекта перспективы на точность измерений (рис. 1).

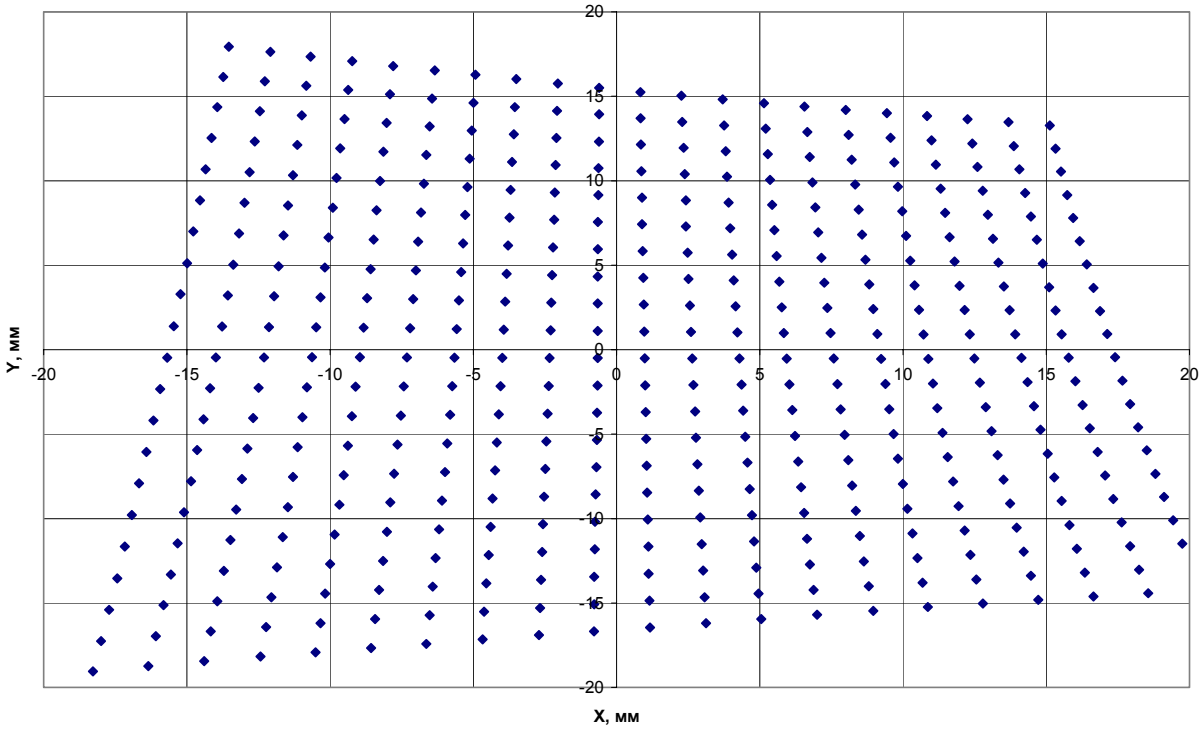


Рис. 1. Визуальное представление эффекта перспективы

Для решения проблемы преобразования виртуальных координат в реальные координаты были разработаны алгоритмы юстировки изделия. В основе работы данных алгоритмов лежит метод преобразования виртуальной координатной сетки в реальную, с использованием полиномиальной аппроксимации.

Уравнение преобразования виртуальной системы координат в реальную, выглядят следующим образом:

$$x_p = f_x(x_в, y_в), \tag{1}$$

$$y_p = f_y(x_в, y_в). \tag{2}$$

где x_p, y_p - реальные координаты; $x_в, y_в$ - виртуальные координаты; f_x, f_y - функции преобразования, соответственно.

Для получения функций преобразования координат, проведём анализ. Пусть зависимость реальной координаты x_p, y_p от $x_в$ и $y_в$ выражается через полином третьей степени (3), (4).

$$x_p(x_в, y_в) = a_0 + a_1 x_в + a_2 y_в + a_3 x_в y_в + a_4 x_в^2 + a_5 y_в^2 + \\ + a_6 x_в^2 y_в + a_7 x_в y_в^2 + a_8 x_в^3 + a_9 y_в^3 \tag{3}$$

$$y_p(x_в, y_в) = b_0 + b_1 x_в + b_2 y_в + b_3 x_в y_в + b_4 x_в^2 + b_5 y_в^2 + \\ + b_6 x_в^2 y_в + b_7 x_в y_в^2 + b_8 x_в^3 + b_9 y_в^3 \tag{4}$$

Реализация алгоритма применима для полиномов различной степени.

Дальнейшая задача сводится к нахождению коэффициентов в уравнениях преобразования координат. Решение этой задачи основывается на получении коэффициентов методом решения системы линейных уравнений. Для нахождения

решения систем уравнений (3), (4) в качестве входных данных необходимо иметь значения $x_р, y_р; x_в, y_в$, как минимум в десяти точках (для полинома третьей степени).

$$X_р = Z_в \cdot A, \tag{5}$$

$$Y_р = Z_в \cdot B. \tag{6}$$

В уравнениях (5), (6) A, B – матрицы коэффициентов, $X_р, X_р$ - матрицы реальных координат опорных точек, $Z_в, Z_в$ - матрицы степенных членов виртуальных координат.

Для решения избыточной системы уравнений воспользуемся линейным методом наименьших квадратов (7) - (10).

$$A = (Z_в^T \cdot Z_в)^{-1} \cdot Z_в^T \cdot X_р, \tag{7}$$

$$B = (Z_в^T \cdot Z_в)^{-1} \cdot Z_в^T \cdot Y_р, \tag{8}$$

или

$$A = Z_в \setminus X_р, \tag{9}$$

$$B = Z_в \setminus Y_р. \tag{10}$$

где «\» - операция обратного матричного деления.

Таким образом, с помощью уравнений (7) - (10) можно найти матрицу коэффициентов для уравнений преобразования координат.

Для проведения испытания метода использовался автоматизированный двухкоординатный стол ЛГТС Красноярской ГЭС. Погрешность установки данного стола не превышает 5 мкм. Для получения коэффициентов преобразования координат возникает две проблемы, требующие решения: выбор числа опорных точек и выбор степени полинома. Для решения данной задачи были проведены измерения координат 441 точки (21x21). Таким образом, в качестве исходных данных имеются 441 точка.

Для решения задачи выбора степени полинома, вычислим СКО координаты x в зависимости от степени аппроксимирующего полинома (таблица).

Таблица

Степень полинома	СКО координаты x, мм	СКО координаты y, мм
1	1,1677	1,1577
2	0,0996	0,0936
3	0,0139	0,0129
4	0,0093	0,0097

Как видно из таблицы, максимальная точность достигается при использовании полинома четвёртой степени. Дальнейшее наращивание степени полинома не представляется возможным, поскольку возведение в высшие степени не позволяет точность вычислений современных ЭВМ.

Решение задачи выбора оптимального количества опорных точек было выполнено следующим образом. Поскольку в наличие имелись данные на 441 точку, а длительные измерения полей с другим количеством точек не представлялось возможным, было принято решение о генерировании полей с другим количеством точек на основе исходного поля 441 точки. Выборка происходила с использованием равномерного закона распределения, поскольку точки на опорном поле должны располагаться равномерно по

всей поверхности. Таким образом, было получено 216 полей, на которых располагались точки в количестве от 10 до 440 с шагом 2 точки. Для всех этих опорных полей были найдены коэффициенты полинома третьей степени, во всех случаях были вычислены СКО координат x и y для исходного поля с 441 точкой. По данным результатам были построены совмещённые графики зависимости СКО для обеих координат от количества точек опорного поля (рис. 2).

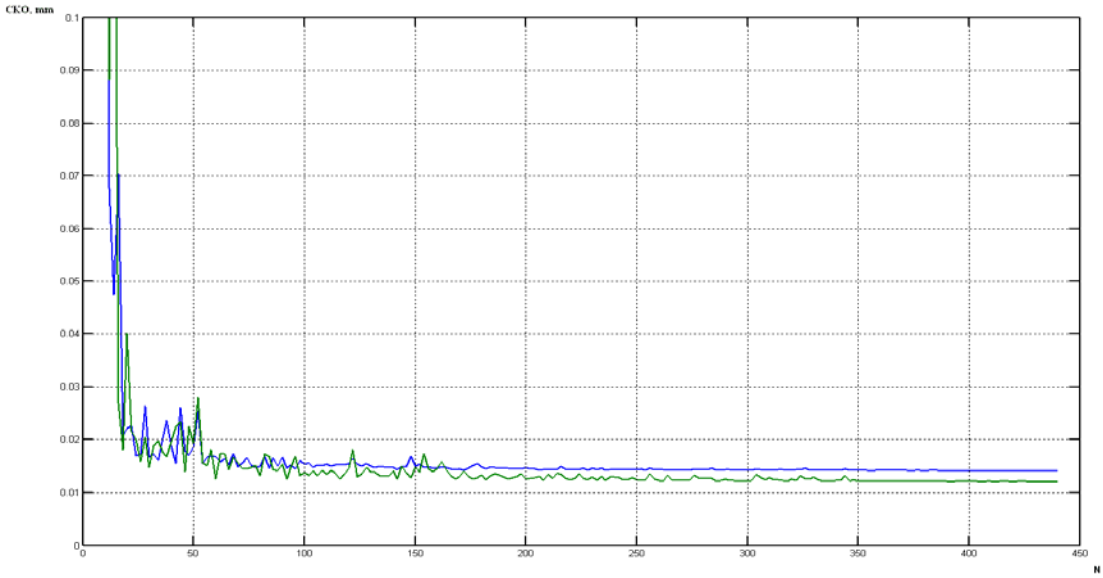


Рис. 2. Зависимость СКО для обеих координат от количества точек опорного поля

Анализируя график на рис. 2, можно сделать вывод, что для получения достаточной точности необходимо проводить измерение около 200 опорных точек. Наличие выбросов на графиках указывает о неравномерности распределения точек на опорном поле, и для реального измерения с равномерным распределением они будут отсутствовать.

Обобщая результаты данной работы, можно сказать, что для получения оптимального алгоритма преобразования координат необходимо использовать полином четвёртой степени, а так же поле опорных координат в районе 200 точек.

ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ ФАЗОВОГО ЭХОЛОТА С ДВОЙНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Т. В. Тропина, А. Н. Яковлев (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20
E-mail: hydrolab@ktor.ref.nstu.ru

Приведены результаты разработки низкочастотного приемного тракта для перестраиваемых волн разностных частот. Анализируется реализация тракта с использованием способа двойного преобразования частоты.

На кафедре теоретических основ радиотехники НГТУ разработан (и запатентован) фазовый эхолот [1-3], структурная схема которого приведена на рис.1. Он содержит: 1 –

генератор АМК, 2 – импульсный модулятор, 3 – усилитель мощности, 4 – режекторный фильтр (или ФВЧ), 5 –высокочастотную (ВЧ) антенну, 6 – синхронизатор, 7 – регулируемый усилитель ВЧ, 8 – индикатор, 9 – приемную низкочастотную (НЧ) антенну, 10 – фильтр НЧ, 11 и 12 – первый и второй избирательные усилители волн разностных частот (ВРЧ), 13 – удвоитель частоты, 14 – фазовращатель, 15 – измеритель фазового сдвига (ФС) и 18 – регистратор.

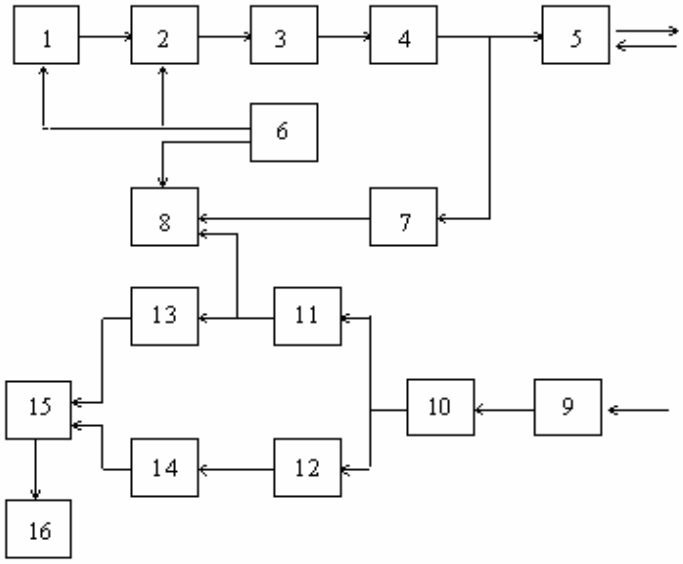


Рис. 1. Упрощенная структурная схема фазового эхолота

Реализация и функционирование блоков подробно описаны в [1]. Здесь лишь уместно отметить, что в эхолоте используется параметрическая антенна (ПА), основанная на эффекте нелинейного взаимодействия мощных акустических волн. ПА представляет собой первичный электроакустический излучатель (антенна 5) и область взаимодействия – участок (протяженностью $l \approx 1/\beta$), обратно пропорциональный коэффициенту затухания β. При возбуждении ПА радиоимпульсами с внутриимпульсной амплитудной модуляцией (с частотой F), в воде происходит нелинейное взаимодействие волн с частотами $f_н$, $f_н - F$, $f_н + F$ и образуются как гармоники этих частот, так и комбинационные составляющие волн разностных частот (ВРЧ, с частотами: F, $2F$), так и волны суммарных частот: $kf_н + n(f_н - F) + m(f_н + F)$, где k, n, m – натуральные числа 0, 1, 2, … Вследствие степенной частотной зависимости затухания β волны основных и суммарных частот затухают с расстоянием быстрее, чем ВРЧ. Поэтому за пределами области взаимодействия исходных волн будут распространяться в основном ВРЧ.

Таким образом, при возбуждении ПА трехкомпонентным сигналом в воде формируется и распространяется двухкомпонентный сигнал ВРЧ и на вход НЧ приемной антенны (9) поступает сигнал вида:

$$y(t) = n(t) + S_э(t), \qquad (1)$$

где $n(t)$ – помехе, а $S_э(t)$ – двухкомпонентный эхосигнал

$$S_э(t) = S_{э1}\sin[2\pi F(t - 2R/c) + \varphi(F)] + S_{э2}\sin[2\pi 2F(t - 2R/c) + \varphi(2F)], \ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

где $S_{э1}$ и $S_{э2}$ – амплитуды компонент эхосигнала с частотами F и $2F$; $\varphi(F)$ и $\varphi(2F)$ – фазовые сдвиги на этих частотах, зависящие от акустической жесткости ПО; R – расстояние (глубина H) до ПО; c – скорость звука в воде.

На выходе измерителя ФС 15 получается напряжение, пропорциональное ФС

$$U_{15} \sim \Psi(F) = 2\varphi(2F) - \varphi(F). \qquad (3)$$

Следовательно, величина Ψ, названная фазовым инвариантом, не зависит от расстояния R до отражающей границы, скорости звука c, несущей частоты $f_н$; она определяется только различием акустического импеданса ПО ($Z_o = \rho_o c_o$, где ρ_o и c_o – плотность и скорость звука ПО или грунта) и акустического импеданса воды ($Z = \rho c$). Для реальных объектов локации диапазон изменения Ψ на границах раздела сред составляет от 0 до 180^o, а U_{15} – от 0 до U_{max}.

И так, возникающие в ПА волны разностных частот позволяют проникать в толщу грунт определять его слоистость и обнаруживать заиленные объекты. Узкая характеристика направленности (ХН) ПА. В том числе на низких частотах, существенно увеличивает точность и угловое разрешение эхолота. Малые размеры первичного излучателя (антенны 5) позволяют использовать этот эхолот на малотоннажных судах и лодках. Отсутствие боковых лепестков ХН сводит к минимуму реверберационную помеху от поверхности и дна водоема. Широкополосность ПА дает возможность излучать короткие сигналы с широким спектром, что увеличивает объем информации о ПО и существенно повышает разрешение по дальности (глубине). При этом сохраняется традиционный высокочастотный приемный тракт со всеми его возможностями.

Для измерения фазочастотной характеристики отражения $\Psi(F)$ ПО в широкой полосе частот следует непрерывно варьировать разностные частоты F и $2F$ и обеспечить их фильтрацию.

Выполнение НЧ-приемного тракта по схеме с двойным преобразованием частоты и предназначено для приема эхосигналов с плавным изменением частоты F.

Принцип фильтрации поясняется спектрограммами рис. 2 (без учета импульсного характера сигналов) и структурной схемой рис.3.

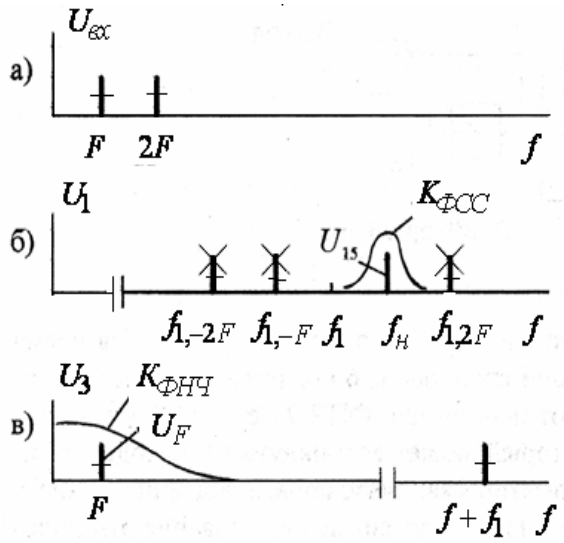


Рис. 2. Спектральные диаграммы усилителей ВРЧ

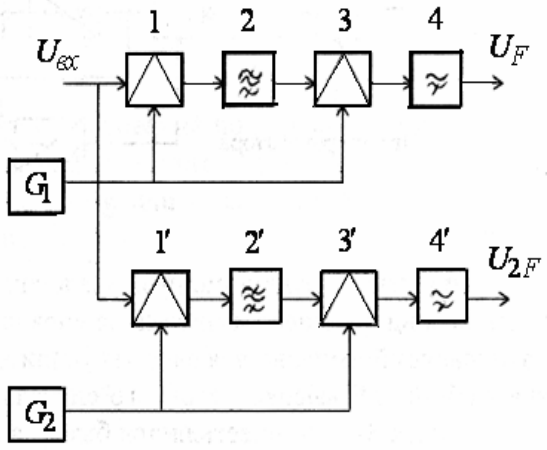


Рис. 3. Структурная схема

На вход каждого усилителя подается сигнал вида (1), содержащий сумму (2) колебаний первой и второй гармоник (рис. 2,а). С помощью колебаний генератора $G1$ с частотой f_1 на выходе перемножителя сигналов (ПС) 1 первого усилителя образуются составляющие с комбинационными частотами (рис. 2,б): $f_{1,-2F} = f_1 - 2F$, $f_{1,-F} = f_1 - F$, $f_{1,F} = f_1 + F$, $f_{1,2F} = f_1 + 2F$. Фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) 2 выделяет составляющую с частотой $f_{1,F} = f_1 + F$. Поскольку частота f_1 колебаний генератора $G1$ отличается от частоты $f_н$ несущего колебания генератора $G_н$ (на схеме не показан) на величину F, то при любом значении F фильтр, настроенный на фиксированную частоту $f_н$, будет выделять только составляющую с частотой $f_{1,F} = f_1 + F$. В блоках 3 и 4 осуществляется обратное преобразование и выделение сигнала первой гармоники F (рис. 2,в).

Аналогично осуществляется выделение второй компоненты эхосигнала (с частотой $2F$), с той лишь разницей, что используется генератор G_2 с частотой $f_2 = f_н - 2F$.

Генераторы G_1 и $G_н$ расположены в передающем устройстве и входят в состав генератора АМК (рис. 4). В предлагаемой модификации генератор G_1 должен быть с перестраиваемой частотой f_1 и, следовательно, частотой F.

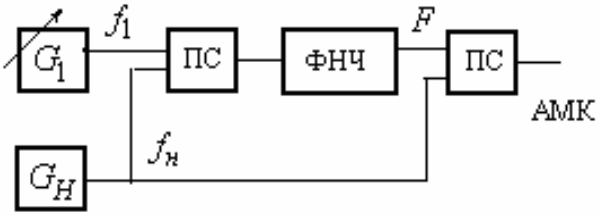


Рис. 4. Схема генератора АМК

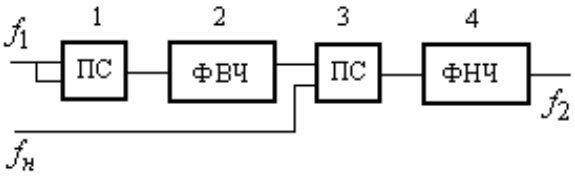


Рис. 5. Схема генератора G_2

Генератор G_2 в аналоге отсутствует. Он может быть выполнен по схеме, приведенной на рис. 5, содержащей два перемножителя сигналов 1 и 3, фильтры верхних 2 и нижних 4 частот. Первый перемножитель осуществляет удвоение частоты f_1 генератора $G1$. ФВЧ выделяет составляющую с частотой $2f_1$. Второй перемножитель формирует комбинационные составляющие с частотами $2f_1 - f_н$ и $2f_1 + f_н$. ФНЧ выделяет низкочастотную компоненту с частотой

$$f_2 = 2f_1 - f_н = 2(f_н - F) - f_н = f_н - 2F .$$

Список литературы

1. Гидролокационные системы вертикального зондирования дна / Барник В., Вендт Г., Каблов Г.П., Яковлев А.Н.; Под ред. А.Н. Яковлева. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 1992. – 218 с.

2. Пат. 2097785 РФ, МКИ G01s 15/06. Фазовый параметрический гидролокатор / Н.В. Гуляев, О.К. Кочергин, А.Н. Новик, А.Н. Яковлев // Изобретения. – 1997. – № 33.

Пат. 2039366 РФ, МКИ G01s 15/06. Фазовый параметрический гидролокатор бокового обзора / А.Н. Яковлев, Н.В. Гуляев и др. // Изобретения. – 1995. – № 19.

3. Подчасов Е.Ю., Яковлев А.Н. Фазовый эхолот. Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. научн. тр. / Под. Ред. А.И. Громыко, А.В. Сарафанова. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. – 732 с.

ТРАВЕРЗНЫЙ МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА В СЕЙСМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ

М. А. Райфельд, А. А. Спектор, С. Г. Филатова

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр. К.Маркса, 20
E-mail: filatovasg@ngs.ru

Весьма актуальной задачей, решаемой при создании сейсмических систем наблюдения, является задача построения траектории движения объекта. Она может быть решена различными способами. В статье описывается метод оценки параметров траектории, основанный на использовании информации о положении объекта в наименее удалённых от датчиков точках траектории.

Введение. Кинематическая сущность траверзного метода иллюстрируется рис. 1. Его основным допущением является предположение о прямолинейности и равномерности движения объекта в пределах локального навигационного треугольника. Задачей при этом является определение угла, характеризующего положение вектора скорости движения объекта, и его модульного значения.

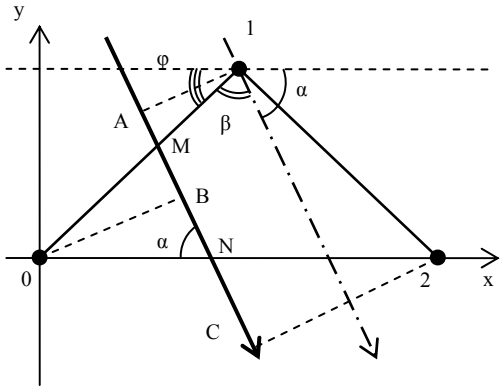


Рис. 1. К сущности траверзного метода навигации

На рис. 1 изображен пример расположения датчиков в вершинах 0, 1 и 2 навигационного треугольника. Локальное значение вектора скорости объекта обозначено жирным вектором, штрихпунктиром показан его параллельный перенос, проходящий через точку 1. Оцениванию подлежат угол наклона α вектора скорости объекта к оси x локальной системы координат и его модуль V .

Для решения этой задачи рассматриваются несколько геометрических соотношений. Для треугольников A1M и B0M :

$$\cos\beta = \frac{AM}{M1} = \frac{BM}{M0} = \frac{AM + BM}{M1 + M0} = \frac{AB}{d_{10}}, \qquad (1)$$

где предпоследнее равенство получено суммированием числителей и знаменателей двух первых равенств, при котором отношение сохраняется. Аналогично для треугольников B0N и C2N :

$$\cos\alpha = \frac{BN}{N0} = \frac{CN}{N2} = \frac{BN + CN}{N0 + N2} = \frac{BC}{d_{20}}. \qquad (2)$$

В соотношениях (1) и (2) d_{10} и d_{20} – расстояния между датчиками в навигационном треугольнике, которые являются известными параметрами системы. Поскольку $\alpha + \beta + \varphi = \pi$, то вместо (1) можно записать:

$$-\cos(\alpha + \varphi) = \frac{AB}{d_{10}}. \tag{3}$$

Точки A, B и C являются точками траверза относительно датчиков 1, 0 и 2 соответственно, т.е. точками минимального удаления движущегося объекта от этих датчиков. Пусть $\delta t_{10} = (t_0 - t_1)$ – промежуток времени, в течение которого объект перемещается из траверзной точки A, в которой он находится в момент времени t_1, в траверзную точку B, где он оказывается в момент времени t_0 (т.е. из точки максимального сближения с датчиком 1 перемещается в точку максимального сближения с датчиком 0). Аналогично (рис. 1) обозначается временной промежуток $\delta t_{02} = (t_2 - t_0)$. С учётом предположения о равномерности и прямолинейности движения со скоростью V, равенства (2) и (3) можно переписать в виде:

$$\cos\alpha = \frac{V\,\delta t_{02}}{d_{20}}, \tag{4}$$

$$-\cos\alpha\cos\varphi + \sin\alpha\sin\varphi = \frac{V\,\delta t_{10}}{d_{10}}. \tag{5}$$

Далее, разделив равенство (5) на равенство (3), можно получить:

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\delta t_{10}}{\delta t_{02}}\frac{d_{20}}{d_{10}}\frac{1}{\sin\varphi} + \operatorname{ctg}\varphi. \tag{6}$$

Модуль вектора скорости определяется из (3):

$$V = \frac{d_{20}}{\delta t_{02}}\cos\alpha. \tag{7}$$

Соотношения (6), (7) составляют основу траверзного метода. При помощи (6) вычисляется угол α, а затем из (7) находится модуль вектора скорости V. Реализация этих процедур требует измерения временных задержек δt_{10} и δt_{02}. Основой этих измерений может служить анализ текущих интенсивностей сигналов при перемещении объекта и определение моментов времени t_0, t_1, t_2, когда эти интенсивности максимальны.

Точность метода. Пусть моменты времени t_0, t_1 и t_2 максимальной интенсивности сейсмического сигнала человека измеряются с некоторыми погрешностями Δt_0, Δt_1 и Δt_2, распределёнными по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и некоторой дисперсией D. В этом случае погрешности определения временных задержек δt_{10} и δt_{02} также имеют гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $2D$.

Для того, чтобы оценить влияние ошибок измерения моментов времени t_0, t_1 и t_2 на точность определения угла наклона α вектора скорости, необходимо привести уравнение (6) к следующему виду:

$$f(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) = \alpha + \Delta\alpha = \operatorname{arctg}\left[\frac{\delta t_{10} + \Delta t_{10}}{\delta t_{02} + \Delta t_{02}} \frac{d_{20}}{d_{10}} \frac{1}{\sin\varphi} + \operatorname{ctg}\varphi\right] \tag{8}$$

где Δt_{10} и Δt_{02} – погрешности определения временных задержек δt_{10} и δt_{02}, $\Delta\alpha$ – погрешность определения угла α. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины $\Delta\alpha$ определяются по формулам:

$$m_{\Delta\alpha} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (f(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) - \alpha)\, w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})\, d\Delta t_{10}\, d\Delta t_{02} \tag{9}$$

$$D_{\Delta\alpha} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (f(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) - \alpha - m_{\Delta\alpha})^2\, w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})\, d\Delta t_{10}\, d\Delta t_{02} \tag{10}$$

где $w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})$ – совместная плотность распределения вероятностей случайных погрешностей Δt_{10} и Δt_{02}. Так как коэффициент корреляции между $\Delta t_{10} = (\Delta t_1 - \Delta t_0)$ и $\Delta t_{02} = (\Delta t_0 - \Delta t_2)$ равен -0.5, то совместная ПРВ записывается следующим образом:

$$w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) = \frac{1}{\sqrt{3}\,\pi\, D} \exp\left(-\frac{2}{3D}\left(\Delta t_{10}^2 - \Delta t_{10}\,\Delta t_{02} + \Delta t_{02}^2\right)\right). \tag{11}$$

Аналогично для оценки влияния ошибок измерения моментов времени t_0, t_1 и t_2 на точность определения модуля вектора скорости V:

$$g(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) = V + \Delta V = \frac{d_{20}}{\delta t_{02} + \Delta t_{02}} \cos(\alpha + \Delta\alpha) \tag{12}$$

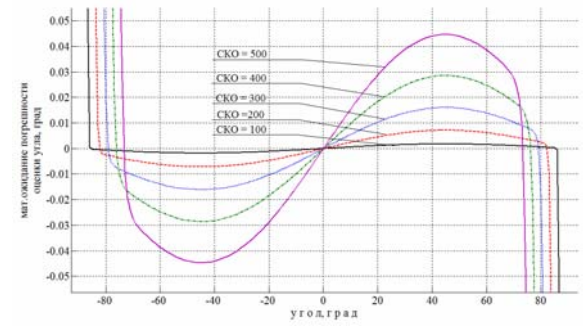
где, согласно (8), $\alpha + \Delta\alpha = f(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})$. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины ΔV определяются по формулам:

$$m_{\Delta V} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (g(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) - V)\, w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})\, d\Delta t_{10}\, d\Delta t_{02} \tag{13}$$

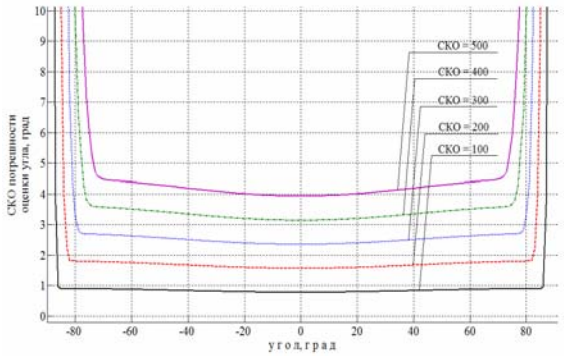
$$D_{\Delta V} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (g(\Delta t_{10}, \Delta t_{02}) - V - m_{\Delta V})^2\, w(\Delta t_{10}, \Delta t_{02})\, d\Delta t_{10}\, d\Delta t_{02} \tag{14}$$

Численными методами были получены зависимости математического ожидания и среднеквадратического отклонения (СКО) погрешности оценки угла α от его истинного

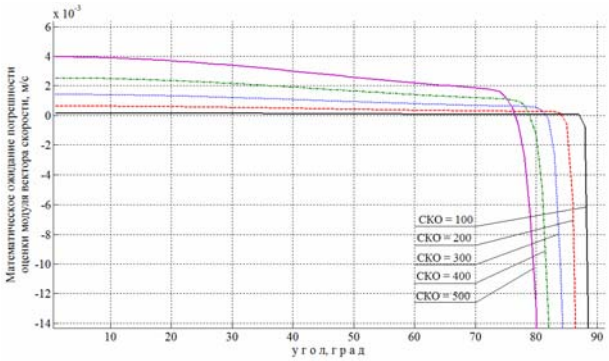
значения при различных значениях модуля скорости движения объекта наблюдения и СКО погрешности ошибки оценки времён траверза $\sqrt{D}$, измеряемой в отсчётах (рис. 2 а, б). Кроме того, были получены зависимости математического ожидания и СКО погрешности оценки модуля вектора скорости от его истинного значения при различных углах направления движения объекта и СКО погрешности оценки времён траверза $\sqrt{D}$ (рис. 2 в, г).



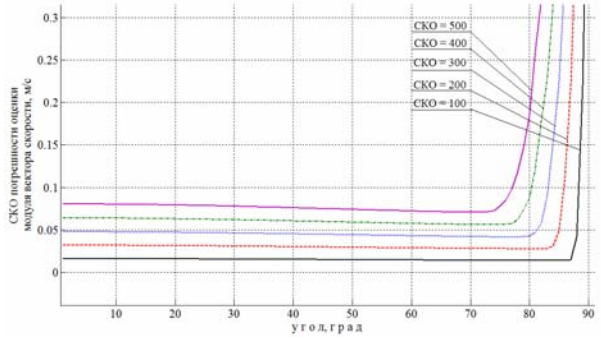
а



б



в



г

Рис. 2. а) математическое ожидание погрешности оценки угла α при скорости движения объекта V = 1 м/с; б) СКО погрешности оценки угла α при скорости движения объекта V = 1 м/с; в) математическое ожидание погрешности оценки модуля вектора скорости от угла наклона траектории при различных СКО временных задержек и скорости 1 м/с; г) СКО погрешности оценки модуля вектора скорости от угла наклона траектории при различных СКО временных задержек и скорости 1 м/с

Резкого увеличения погрешности оценки угла и скорости, наблюдаемого при $\alpha > 75^0$ можно избежать, если изменить нумерацию датчиков в системе рис. 1. При этом угол наклона вектора движения станет меньше 75^0, а значит, погрешность оценки вернётся в область малых значений (рис. 2).

АНАЛИЗ ДИНАМИКИ АДАПТАЦИИ В ААР С УЧЁТОМ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНИКОВ

А. Хассан, Ю. И. Чони (научный руководитель)

Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева
420111, г. Казань, ул. К. Маркса, 10
E-mail: alimahhassan@gmail.com

Рассматривается адаптивная антенная решетка, реализующая алгоритм градиентного спуска к минимуму суммарной мощности помех в сигнале на выходе решетки. Анализируется динамика процесса адаптации с учетом логарифмических амплитудных характеристик приемников. Даются выражения для временных зависимостей, полученные при замене логарифмической характеристики линейно-ломанной функцией в квазичебышевском приближении. Приводятся результаты численного моделирования.

Исследования и разработки адаптивных антенных решеток (ААР) начинались, главным образом, в интересах радиолокационных или радионавигационных систем как средство борьбы с умышленными помехами, поступающими по боковым лепесткам остронаправленных антенн [1]. Позже к ААР стал проявляться интерес в связи с совершенствованием связных и телекоммуникационных антенн [2]. В частности, развитие средств сотовой связи следующего поколения связывают с перспективами использования ААР в составе базовых станций для ослабления внешних и внутрисистемных помех [3]. Большинство работ посвящено анализу динамических процессов в ААР и предельно достижимых характеристик в предположении линейности трактов приема и обработки. Существенно меньше внимания уделяется анализу эффектов, связанных с неизбежной нелинейностью характеристик элементов реальных трактов.

Так, например, динамический диапазон входных сигналов обычно составляет 100-120 дБ, в то время как динамический диапазон сигналов подаваемых на устройства индикации или обработки (АЦП, например) ограничен, как правило, значением 20 дБ. Поэтому в современной аппаратуре широко применяются приёмники с логарифмической амплитудной характеристикой, которые позволяют не только согласовать динамические диапазоны входного и выходных сигналов, но и в значительной мере сохранить информацию об интенсивности входного сигнала. Влияние нелинейности амплитудной характеристики (в варианте ограничителей) на динамику процесса адаптации обсуждалось в [1], и соответствующие результаты могут быть использованы для ориентировочных расчётов динамики ААР с учётом нелинейности амплитудных характеристик тракта. Однако, представляет интересах более точнее описание эффектов обусловленных логарифмической характеристикой приёмников.

Для определённости в докладе рассматривается широко используемый в системах различного назначения вариант ААР с основным нерегулируемым каналом и N дополнительными каналами, весовой обработкой сигналов которых достигается компенсация мешающих сигналов (формирование в диаграмме направленности (ДН) глубоких провалов, ориентированных на источники помех). На рис. 1 представлена упрощенная структурная схема ААР, реализующей в реальном времени алгоритм градиентного спуска к минимуму мощности помех $P_{вых}^{П}$ на выходе.

Пусть с направления θ_m поступает сигнал помехи и пусть в рассматриваемый момент времени весовые коэффициенты имеют значения W_n. Очевидно, что сигнал на

Пусть с направления θ_m поступает сигнал помехи и пусть в рассматриваемый момент времени весовые коэффициенты имеют значения W_n. Очевидно, что сигнал на выходе ААР с учетом обозначений, приведенных на рис. 1, дается выражением

$\dot{S}_\Sigma = \dot{S}_o + \sum_n W_n \ \dot{S}_n$, где $\dot{S}_n = \sqrt{P_П}\,\dot{f}_n(\theta_m) = U_o e^{j\varphi_n}$ - нормирования амплитуда помехового сигнала на n-ом элементе, $f_n(\theta)$ - индивидуальная ДН этого элемента. Можно показать, что в условиях идентичности каналов обработке весовые коэффициенты оказываются пропорциональными значениям $f^*{}_n(\theta_m)$, а потому $\dot{S}_\Sigma = U_o(1 + N \cdot W(t))$.

(1)

Сигналы на выходах комплексных корреляторов (КК), как известно, определяются равенством $\dot{G}_n = \overline{S_{вых} \cdot \dot{S}_n^*}$, которое с учётом логарифмическою характеристик приемников может быть записано в виде

$$\dot{G}_n = \ln(1 + K_n \cdot U_o) \cdot \ln(1 + K_o \cdot U_o(1 + N \cdot W) \cdot e^{-j\varphi_n}.$$

(2)

Заменяя логарифмическую зависимость $A(x) = \ln(1+x)$ линейно ломаной функцией $A(x) \approx a_p + b_p x$, где p-номер отрезка, a_p, b_p - аппроксимирующие коэффициенты, можно дифференциальное уравнение $\dot{W}(t) + T \cdot \frac{d\dot{W}}{dt} = -\dot{G}_n$, отражающее динамику регулирования в ААР по рис. 1, преобразовать к виду

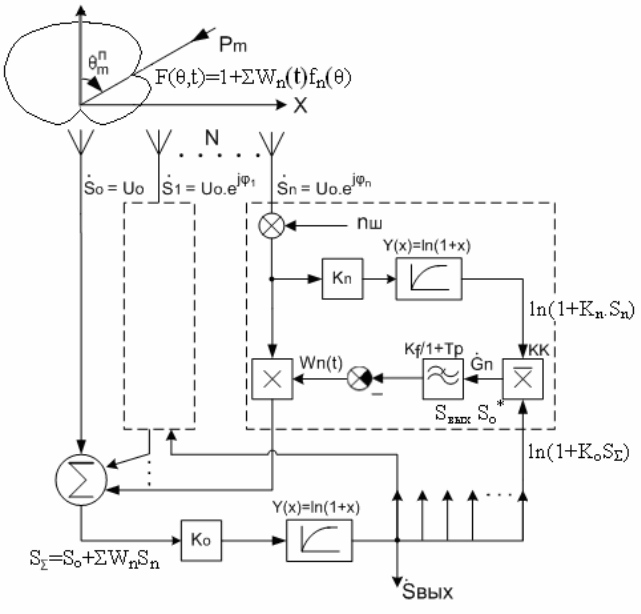


Рис.1. Структурная схема ААР

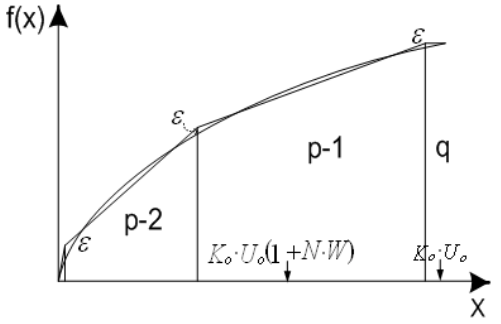


Рис. 2. Логарифмическая характеристика

$$W(t) + T \cdot \frac{dW}{dt} = -K_f \left[a_P + b_P \cdot K_n \cdot U_o\right] \cdot \left[a_q + b_q \cdot K_o \cdot U_o + b_q \cdot K_o \cdot U_o \cdot N \cdot W)\right] \ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

Решение этого уравнения записывается в виде

$$w(t) = w_o + \left(w_\infty - w_o\right)\cdot\left(1 - e^{-t/\tau}\right),$$

$$w_\infty(q) = -\frac{K_f\left(a_p + b_p\cdot K_n\cdot U_o\right)\cdot\left(a_q + b_q\cdot K_o\cdot U_o\right)}{1 + K_f\left(a_p + b_p\cdot K_n\cdot U_o\right)\cdot\left(a_q + b_q\cdot K_o\cdot U_o\right)\cdot N}, \qquad (4)$$

$$\tau = T\Big/\left[1 + K_f\left(a_p + b_p\cdot K_n\cdot U_o\right)\cdot b_q\cdot K_o\cdot U_o\cdot N\right].$$

Здесь q- индекс линейного участка для логарифмической характеристики приёмников в цепях обратной связи. Этот номер зависит лишь от интенсивности помехи и не меняется за время адаптации; p- аналогичный индекс для характеристики преёмника суммарного канала и в процессе адаптации (по мере комплексации помехи) изменяется по направлению к первому участку (рис. 2). Разбиение всего диапазона логарифмической характеристики на участки $1 \le p \le p_{\max}$ и расчет соответствующих коэффициентов $\{a_P, b_P\}$ могут быть однозначно выполнены из условия чебышевской аппроксимации при заданном допустимом отклонении ε.

На рис. 3 представлены временные зависимости, характеризующие динамику процесса компенсации помехи для трёх вариантов амплитудных характеристик приемников: А- идеальные линейные; Б- линейные ($f = x$ при $0 \le x \le U_o/10$) с жёстким ограничителем ($f = U_o/10$ при $x > U_o/10$); В- логарифмические $f = \ln\left(1 + x\right)$.

При увеличении интенсивности помехи или коэффициентов усиления результаты для варианта А выходят за рамки здравого смысла. Как следует из выражений (4) при $a_P = a_q = 0$, $b_P = b_q = 1$ (вариант А) постоянная времени $\tau = T\Big/\left[1 + K_f\cdot K_o\cdot U_o^{\,2}\cdot N\right]$ может стать сколь угодно малой, например, составлять долю периода несущей. Но при такой скорости регулирования процесс не может описываться в терминах комплексных амплитуд. Т. е. результат выходит за рамки тех допущений, в пределах которых выполнялся анализ.

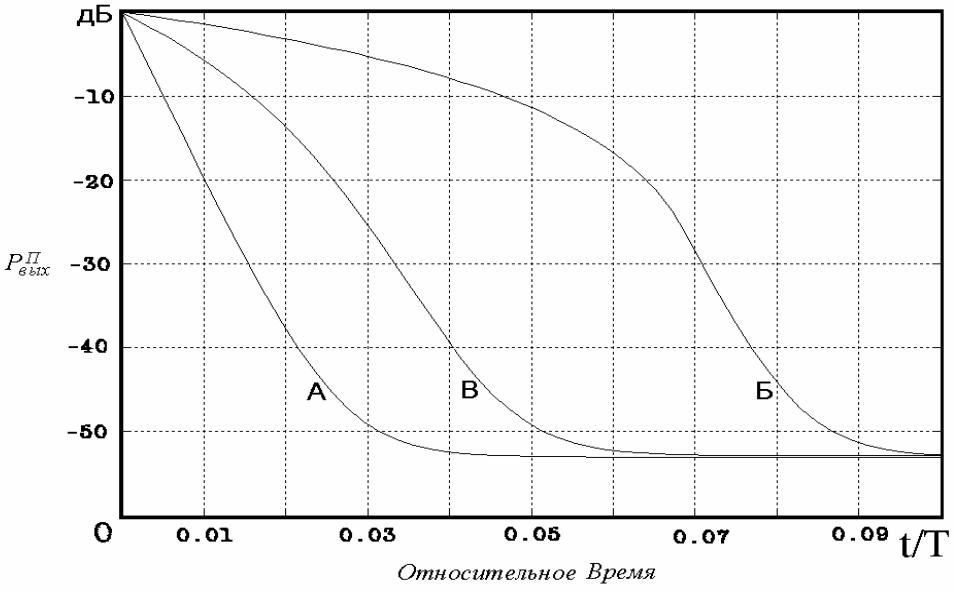


Рис. 3. Процесс ослабления интенсивности помехи на выходе ААР

Естественно, что динамика адаптации для вариантов Б и В характеризуется тем, что

доже при мощных помехах скорость регулирования оказывается ограниченной, как это всегда бывает на практике. Очевидно, что модель жёсткого ограничителя даёт заниженную оценку скорости адаптации.

Список литературы

1. R. A. Monzingo and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays. New York: Wiley 1980.

2. Чони Ю.И., Оптимальные адаптивные антенные решетки систем связи и навигации, Радиотехника и электроника, т. 35. 1990. №2. - С.335-340.

3. М. Парне, Адаптивные антенны для системы связи WiMax, Компоненты и технологии, 2007. № 4. - С.156-1580.

ОПЕРАТИВНАЯ ДИАГНОСТИКА НАПРАВЛЯЮЩИХ ЛИНИЙ ПОЕЗДНОЙ РАДИОСВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Н. П. Шустов

Иркутский государственный университет путей сообщения
664074, Иркутск, ул. Чернышевского 15.
E-mail: ShuNick@irgups.ru

В докладе рассматривается возможность применения сложных шумоподобных сигналов в устройствах для оперативного дистанционного определения места повреждения направляющих линий поездной радиосвязи. Приводятся результаты моделирования подобных устройств.

При организации поездной радиосвязи (ПРС) гектометрового диапазона волн для концентрации электромагнитной энергии используются направляющие линии (волноводы) – токопроводящие линии, расположенные вдоль железнодорожного пути. В качестве, которых используются высоковольтные провода других служб или одно - двухпроводные волноводы, специально подвешиваемые на опорах контактной сети или на отдельно стоящих опорах [1]. Передача информации по подобным радиолиниям ведется в специфических условиях воздействия сильных и разнообразных помех. Одна из основных проблем, возникающих при эксплуатации систем ПРС, состоит в низкой эксплуатационной надежности направляющих линий. В настоящее время для контроля состояния волноводного тракта используется вагон-лаборатория (ВЛ), оснащенная специальными средствами измерений. По данным, полученным ВЛ, строятся зависимости напряжения сигнала и помех на входе приемника, результаты представляются в виде протоколов. Основной проблемой данного метода является высокая трудоемкость и низкая информативность. Использование ВЛ позволяет определить «мертвые зоны», где уровень сигнала падает ниже установленного порогового значения, но не позволяет определить причину возникновения отказа, а самое главное предотвратить его появление. Возникает необходимость в создании новых методов контроля и диагностики, позволяющих в реальном времени следить за состоянием направляющих линий ПРС. Например, в направляющих системах, используемых в проводных, кабельных и оптоволоконных линиях связи для контроля за их текущим состоянием и измерения

основных характеристик широкое применение нашли рефлектометры [2]. При согласовании антенно-фидерных трактов в системах радиосвязи также используются рефлектометры и приборы, построенные на их основе – измерители коэффициента стоячей или бегущей волны. Однако, устройства, основанные на применении рефлектометрических методов не нашли применения для диагностики направляющих линий ПРС.

Трудность применения рефлектометров для тестирования направляющих линий в первую очередь заключается, в сложной зависимости их основных параметров от частоты. В отличие от других направляющих систем, волноводный тракт ПРС относительно узкополосный, при средней частоте пропускания около 2 МГц расчетная полоса пропускания составляет примерно 1МГц. В центре этой полосы в пределах 200 кГц, относительно центральной частоты могут работать радио передающие устройства ПРС гектометрового диапазона. Ситуацию значительно ухудшают многочисленные дополнительные элементы направляющих линий, а также наличие высокого уровня помех различной физической природы: наводки токов промышленной частоты, импульсные помехи от искрящих токоприемников и т.д.

Рассмотрим возможность применения методов рефлектометрии для диагностики направляющих линий поездной радиосвязи. Поскольку увеличение мощности зондирующего импульса может привести к созданию помех системам ПРС и другим радиотехническим системам, можно увеличивать энергию за счет накопления и усреднения экспериментальных данных. При этом, используя предположение о некоррелированности помех во время отдельных измерений и считая когерентными отражения от фиксированных неоднородностей, отношение сигнал/помеха будет расти как $\sqrt{N}$, где N - число усреднений. Например, для увеличения на 30 дБ необходимо усреднить около 10^3 отсчетов. Точность выделения отражений от места повреждения на фоне помех и отражений от неоднородностей линии можно увеличить, используя в качестве зондирующей последовательности сложный шумоподобный сигнал (ШПС) и методы оптимального приема сигналов.

Известно, что использование сложных, ШПС сигналов в радиолокации позволило разрешить противоречие между дальностью действия и разрешающей способностью, т.е. при постоянной пиковой мощности передатчика локатора получить увеличение разрешающей способности без снижения дальности. Также ШПС создают минимальные помехи для “соседних” систем и в меньшей степени подвержены обратному влиянию, т.е. обладают хорошей электромагнитной совместимостью, что особенно важно при постоянной работе радиотехнических систем, например, при построении измерительных, диагностирующих систем, которые должны будут работать «параллельно» с другими системами, например, диагностируемыми.

Для экспериментальной проверки возможности применения ШПС для контроля и диагностики направляющих линий поездной радиосвязи в программе математического моделирования Simulink была создана модель устройства дистанционного зондирования (УДЗ) направляющих линий, а также модель самого канала связи. На рисунке 1 представлена структурная схема УДЗ, где ГПП – генератор псевдослучайной последовательности видеоимпульсов; БМ – балансный модулятор; ГСК – генератор синусоидальных колебаний с частотой близкой к частоте работы радиостанций ПРС ГМВ

диапазона; УУ – устройство усиления; СУ – согласующее устройство, выполненное в виде направленного ответвителя; ДМ – демодулятор; УПЗ – устройство переменной задержки; ПУ – перемножающее устройство; УС – устройство усреднения; РУ – решающее устройство.

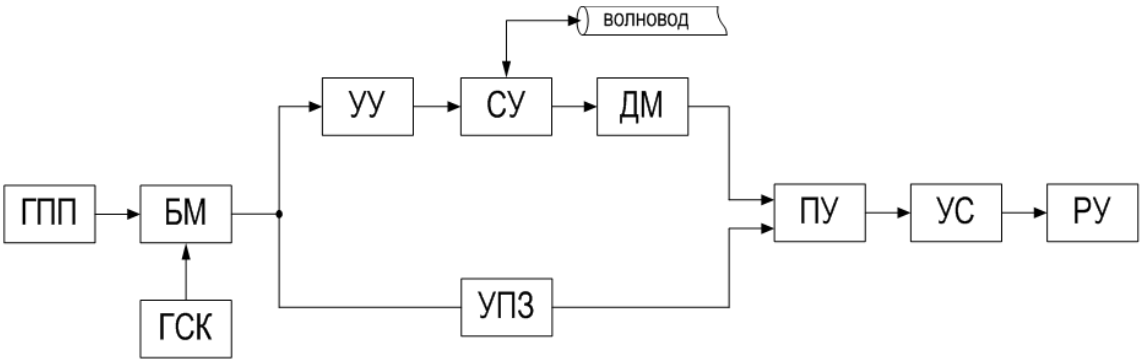
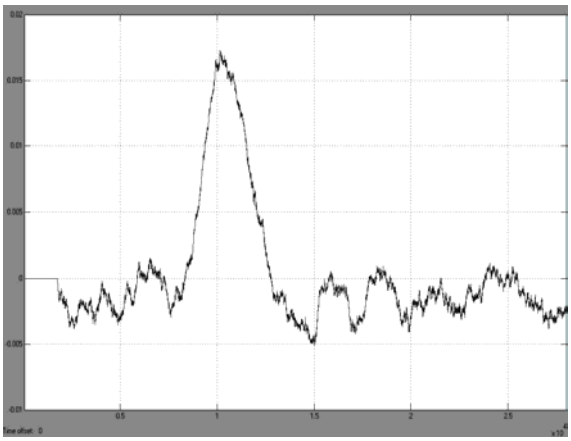


Рис.1. Устройство дистанционного зондирования направляющих линий поездной радиосвязи

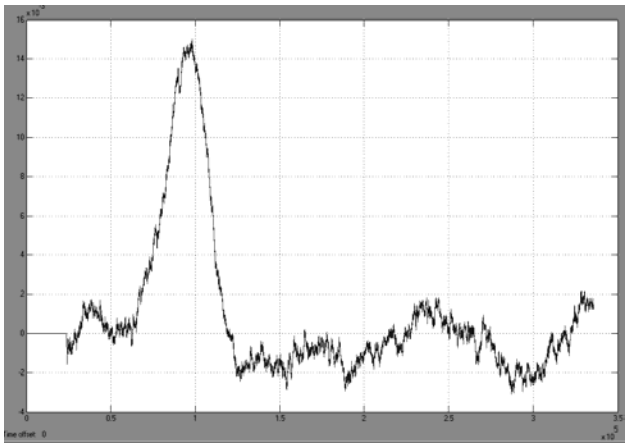
Перед началом моделирования были определены и рассчитаны уровни сигналов, оказывающих влияние на УДЗ. УДЗ посылает в линию зондирующий сигнал, мощность которого примем равной $P_{зс} = 10$ Ватт ($U_{зс} = 147$ дбмкВ). На вход УДЗ поступает аддитивная смесь отраженного от места повреждения сигнала, помехи и сигналов от других радиопередающих устройств. Рассмотрим однопроводный волноводный тракт длиной 10 км с погонным затуханием 2 дБ/км. Суммарное затухание сигнала в стационарных устройствах $\sum a_{ст} = 11.6$ дБмкВ, суммарное затухание сигнала в линейных устройствах $\sum a_{лин} = 11.5$ дБмкВ. Найдем напряжение отраженного сигнала на входе устройства зондирования: $U_c = 147 - 2 \cdot (11.5 + 11.6 + 2 + 10) = 60.8$ дБмкВ, ($U_c = 1$ мВ или для входного сопротивления $R_{вх} = 50$ Ом $P_c = -77$ дБВт). По данным измерений вагон-лаборатории, примем максимальный уровень помех в полосе поездной радиосвязи 6 кГц равным 60 дБ относительно 1 мкВ. При условии, что плотность шумов примерно одинакова в полосе, занимаемом зондирующем сигналом, получим уровень помех на входе рефлектометра в полосе 1 МГц ~82 дБмкВ ($U_{ш} = 12.5$ мВ или для входного сопротивления $R_{вх} = 50$ Ом $P_{ш} = -55$ дБВт). Напряжение сигналов, поступающих от радиостанции, примем равным $U_{рст} = 2.44$ В. Ориентировочные расчеты показывают, что мощность полезного сигнала на входе прибора будет примерно на два порядка меньше уровня помех, т.е. γ = - 20дб. Ясно, что в этом случае определить временное положение каждого отраженного импульса невозможно и требуется повысить энергию полезного сигнала. Увеличение энергии зондирующего сигнала, как было отмечено выше, достигается усреднением экспериментальных данных, например, для увеличения отношения сигнал/шум на 30 дБ необходимо усреднить примерно 10^3 отсчетов.

С учетом произведенных расчетов, были заданы параметры модели УДЗ и диагностируемой линии. На рисунке 2а показана осциллограмма, полученная при выключенном источнике гармонического сигнала, имитирующего работу радиостанции. Получившаяся кривая представляет собой зависимость корреляционного интеграла

(функции) от временной задержки. На рисунке 2б показана осциллограмма, полученная при включенном источнике гармонического сигнала, имитирующего работу радиостанции.



а)



б)

Рис. 2. Осциллограммы, поясняющие результаты моделирования:
а – с выключенным источником гармонического сигнала, имитирующего работу радиостанции; б – с включенным источником гармонического сигнала

С помощью полученных осциллограмм был сделан вывод: несмотря на то, что среднеквадратическое значение напряжения помехи в несколько раз превосходит напряжение зондирующего сигнала, его можно выделить. Максимальные значения полученных корреляционных функций в 3.5 ~ 4 раза превышают боковые лепестки при числе усреднений $N = 800$. Длительность максимального пика $t = 2.5\tau_{имп}$, что не намного превосходит теоретически возможное значение $t = 2\tau_{имп}$.

Результаты моделирования позволили сделать вывод, что предложенный метод контроля и диагностики направляющих линий ПРС, основанный на использовании ШПС, имеет перспективы для разработки новых приборов и методов диагностики направляющих линий. Это объясняется тем, что метод, основанный на применении ШПС, отличается от известных автономностью, высокой потенциальной точностью, возможностью постоянного контроля и определения неисправностей в режиме реального времени. На основе предложенного метода можно создать полностью автоматизированное устройство для контроля и диагностики волноводного тракта.

Список литературы

1. Правила организации и расчета сетей поездной радиосвязи ОАО «Российские железные дороги». - М.: 2005. - 112 с.

2. Листвин А.В., Листвин В.Н. Рефлектометрия оптических волокон. -М.: ЛЕСАРарт, 208 с.

3. Шалыт Г.М. Определение мест повреждения в электрических сетях. -М.: Энергоиздат, 1982. -312с.

УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЛУЧА ЭХОЛОТА ПРИ КАЧКЕ СУДНА

А. О. Яковлев, А. Н. Яковлев (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20
E-mail: hydrolab@ktor.ref.nstu.ru

Рассмотрен метод и приведены результаты разработки устройства электронной стабилизации вертикального положения приемного луча эхолота при боковой качке судна.

На кафедре ТОР НГТУ разработан ряд гидролокаторов и, в том числе, эхолотов ближнего действия (миллиметрового диапазона ультразвуковых волн).

Погрешность измерения глубины зависит от многих факторов, и, прежде всего, от боковой качки судна. В эхолоте зондирующий луч является узконаправленным, и при качке судна, на котором установлен эхолот, происходит отклонение луча из стороны в сторону и если отклонения превышают половину ширины луча, то измеренная глубина не будет совпадать с реальной. Для того чтобы эхолот регистрировал реальную глубину, должна быть введена стабилизация луча по вертикали.

Критический анализ известных методов электронного управления лучом радаров показал, что для гидролокации применим метод фазового (частотного) качания луча антенны, выполненной в виде фазированной антенной решетки (рис.1).

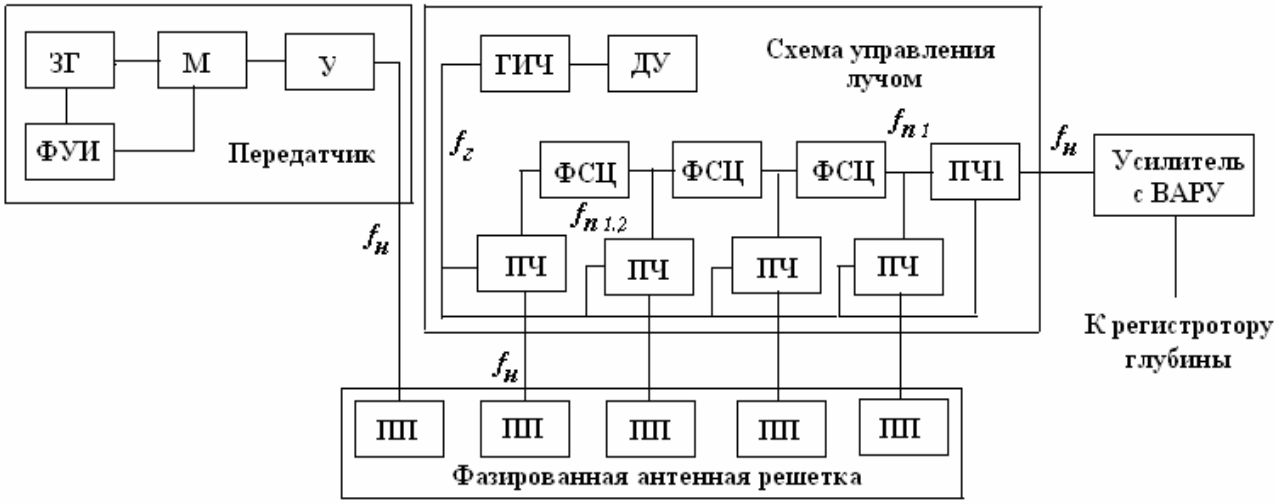


Рис. 1. Структурная схема приемо-передающего тракта эхолота

Передатчик включает в свой состав: задающий генератор ЗГ, формирователь управляющих импульсов ФУИ, модулятор М и усилитель У. Он вырабатывает периодическую последовательность радиоимпульсов с прямоугольной огибающей.

Импульсная последовательность $u(t)$ поступает на один из элементов ФАР – пьезопреобразователь ПП (прямоугольной формы), преобразующий электрические колебания в ультразвуковые. Диаграмма направленности (ДН) элемента в плоскости качания луча:

$$R(\theta) = \frac{\sin(\pi A/\lambda)\cdot\sin(\theta\pi/180^{o})}{(\pi A/\lambda)\sin(\theta\pi/180^{o})},$$

где А– ширина ПП, $\lambda = c/f_o$, $c = 1500$ м/с – длина волны и скорость звука в воде.

Ширина ДН $2\theta_{0.7}$ (на уровне 0.7 по амплитуде) должна перекрывать диапазон качания луча $2\theta_m$ при бортовой качке, т.е. $2\theta_{0.7} \geq 2\theta_m$. Размеры A, B и D ПП (рис.2) определяются по формулам:

$$A = \frac{0.44\lambda}{\sin\theta_{0,7}} \leq \frac{0.44\cdot c}{f_o \sin\theta_m}, \quad B = 0.44\lambda/\sin\beta_{0.7}, \quad D = c_3/(2f_o),$$

где $\beta_{0.7}$ – заданная полуширина ДН в этой плоскости, $\beta_{0.7}$ – заданная полуширина ДН в этой плоскости. Для пьезокерамики ЦТС-19 $c_3 = 3000$ м/с.

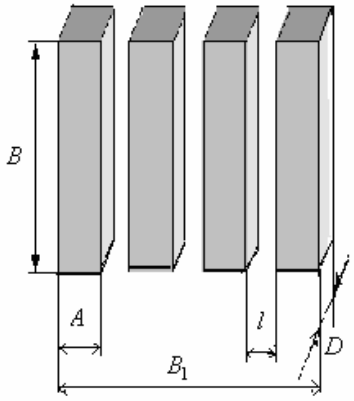


Рис. 2. Эскиз элементов ФАР (слева)

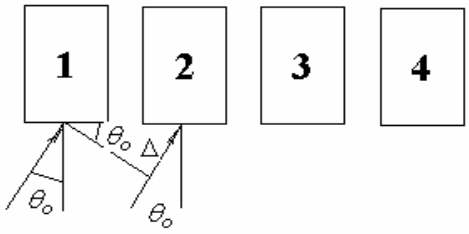


Рис. 3. Эскиз элементов ФАР для расчета фазового сдвига

Эхо сигнал от дна поступает на элементы ФАР. Если фронт волны приходит перпендикулярно элементам, без отклонения, то сигналы на выходе всех элементах приемной антенны будут равны

$$u_{вых}(t) = U_э \cos(\omega_o t_1),$$

где $U_э$ – амплитуда эхосигнала, $t_1 = t - \tau_3$, τ_3 – время задержки эхосигнала от дна.

Если фронт будет приходить под углом θ_o (рис.3), то на выходе n-го элемента (слева направо) будет:

$$u_{вых.n}(t) = U_э \cos(\omega_o(t_1 - n\Delta\tau)) = U_э \cos(\omega_o t_1 - n\varphi)$$

где $\Delta\tau = \Delta/c$, $\varphi = \omega_o\Delta\tau$ – время задержки и фазовый сдвиг сигнала, прошедшего дополнительное расстояние $\Delta = d\sin\theta_o$, d – расстояние между центрами соседних элементов решетки.

Максимальный фазовый сдвиг напряжения между соседними элементами равен:

$$\varphi_m = \omega_o\cdot\Delta_m/c = \omega_o d\sin\theta_m/c.$$

ДН n – ненаправленных элементов решетки с учетом вносимого фазового сдвига θ_0:

$$R_{1n}(\theta) = \frac{\sin\{n\pi d/\lambda\cdot\sin[(\theta - \theta_o)\pi/180^{o}]\}}{n\pi d/\lambda\cdot\sin[(\theta - \theta_o)\pi/180^{o}]}.$$

Результирующая ДН ФАР из n – преобразователей:

$$R_P(\theta) = R(\theta) \cdot R_{n1}(\theta)$$

Число элементов n в ФАР определяется как

$$n = \theta_{0.7} / \theta_{n,0/7} = B_1 / A,$$

где $\theta_{n,0.7}$ – полуширина ДН ФАР в плоскости качания луча, обычно равная полуширине ДН луча в перпендикулярной плоскости, т.е. $\beta_{0.7}$. Для f_o = 200 кГц, θ_m =15 град, $\beta_{0.7}$ = 5 град имеем: $B = B_1$ = 38 мм, $A \approx$9 мм, $d = A + l$=10 мм, $n = B_1 / d$ = 4, φ_m=181^o. На рис. 4 приведены ДН: $|R(\theta)|$ - одного элемента, $|R_p(\theta)|$ – ФАР при $\theta_o = 0$ и $|R1_p(\theta)|$ при θ_o = 17^o.

Устройство управления лучом состоит из ФАР, преобразователей частоты ПЧ, фазосдвигающих цепей ФСЦ, датчика угла ДУ (качки) и генератора изменяющейся частоты ГИЧ (рис. 1).

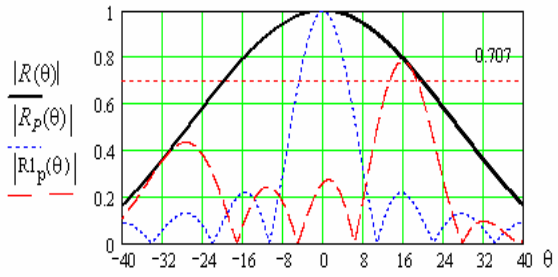


Рис. 4. Диаграммы направленности

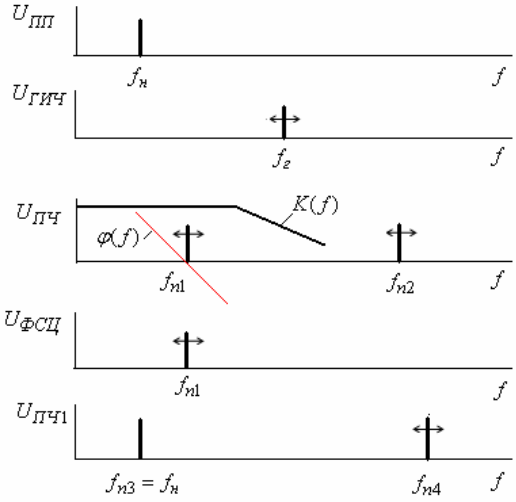


Рис. 5. Диаграммы, поясняющие преобразования частот в схеме управления лучом (справа)

На рис. 5 приведены частотные диаграммы (без учета импульсного характера сигналов), поясняющие принцип действия схемы управления лучом. Здесь обозначены: $f_н = f_o$ - несущая частота эхосигналов; $f_г$ - частота ГИЧ; $f_{п\,1,2}$ - частоты составляющих сигнала с выхода преобразователя частоты, при этом $f_{п1} = f_г - f_н$ и $f_{п2} = f_г + f_н$; $\varphi(f)$ - фазочастотная характеристика (ФЧХ) ФСЦ; $K(f)$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ФСЦ.

Пусть ось антенны за счет боковой качки отклонилась от вертикали на угол θ. Напряжение с выхода датчика угла ДУ, пропорциональное этому углу, подается на генератор изменяющейся частоты ГИЧ (например, на варикап контура генератора). Частота этого генератора $f_г$, и, следовательно, частота преобразования $f_{п1}$ изменятся, что в соответствии с ФЧХ ФСЦ приведет к появлению фазового сдвига φ. Блоки ДУ, ГИЧ и ФСЦ должны функционировать так, чтобы этот фазовый сдвиг φ скомпенсировал фазовый сдвиг, возникающий за счет запаздывания эхосигналов между соседними

элементами ФАР. Суммарный сигнал с выхода всех ФСЦ будет максимальным, а это равносильно повороту луча антенны на угол $-\theta$, т.е. возвращению приемного луча в вертикальное положение.

Суммарный сигнал с ФСЦ, имеющий частоту f_{n1}, изменяющуюся с изменением угла наклона антенны, подается на ПЧ1, на второй вход которого также поступает сигнал с ГИЧ. На выходе ПЧ1 образуются два колебания с комбинационными частотами $f_{n3} = f_г - f_{n1} = f_н$ и $f_{n4} = f_г + f_{n1} = 2f_г - f_н$.

Таким образом, разностная комбинационная частота f_{n3} получается фиксированной и равной частоте эхосигнала $f_н = f_o$. Последующий усилитель с ВАРУ настроен на эту фиксированную частоту $f_{n3} = f_н$ эхосигнала и подавляет составляющую с частотой f_{n4}.

В качестве датчика угла ДУ использован малогабаритный инклинометр (ДК1-А) с электрическим выходным сигналом, пропорциональным углу наклона датчика (линейный диапазон $\pm 20^o$). К его достоинствам относятся: высокая точность и линейность преобразования угла в напряжение, миниатюрные размеры, отсутствие подвижных механических узлов, простота крепления и низкая стоимость.

СОЗДАНИЕ БЛОКА АВТОПИЛОТА МАЛОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

И. В. Макаров

Институт горного дела, геологии и геотехнологий
Сибирского государственного университета
660025 Красноярск, пр. Красноярский рабочий, 95
intelsysgroup@gmail.com

Данная работа отражает некоторые аспекты создания блока автопилота малого беспилотного летательного аппарата на основе микромеханических датчиков и средств GPS. Отражены практические результаты, полученные при проведении лётных испытаний. Указаны текущие приложения и перспективы развития.

Современное развитие микроэлектроники в области микромеханических инерциальных датчиков и средств обеспечения цифровой обработки сигналов даёт возможность создания малогабаритных навигационных блоков, позволяющих осуществлять управление летательным аппаратом взлётной массой порядка нескольких килограммов. В подтверждение этого в последние годы наблюдается бурное развитие беспилотных систем гражданского назначения с взлётной массой менее 40кг.

Учитывая перспективы коммерческого применения беспилотных комплексов для задач дистанционного зондирования Земли в Красноярском крае и личного интереса к данной тематике, была начата разработка блока автопилота. В дальнейшем направление было поддержано в Институте горного дела, геологии и геотехнологий Сибирского федерального университета в рамках научно-методического проекта.

В процессе анализа задачи для блока автопилота были сформулированы следующие задачи и требования:

- Осуществление самолётовождения по заданному маршруту на основе получаемых навигационных данных от инерциальных датчиков и приёмника системы GPS;
- Обеспечение информационной интеграции с контроллерами полезных нагрузок и вспомогательных агрегатов;
- Обеспечение прозрачности функционирования и управления совместно с компьютером и программным обеспечением наземной станции (средствами радиомодема).

С учётом последнего требования разработка бортового и наземного программного обеспечения осуществлялась одновременно, с последовательным расширением функциональности.

На рисунке 1 представлена информационная структура блока автопилота (третья итерация разработки, рис. 2). В качестве основы системы был выбран процессор AT91SAM7S256, потому как обладает требуемым набором периферийных интерфейсов и достаточной производительностью при низком энергопотреблении. Дополнительным фактором при выборе являлась популярность данной платформы. Выбор приёмника GPS LEA-4H основан на том, что при минимальных габаритах (20 на 15 мм) данный прибор способен выдавать навигационное решение с частотой 4Гц, в отличие от стандартного на тот момент 1Гц для приёмников гражданского назначения. В качестве датчиков ИНС применяются микромеханические датчики угловой скорости и акселерометры. Изначально в качестве приводов аэродинамических рулей предусматривались стандартные рулевые машины аппаратуры радиоуправления модельными самолётами. Поэтому в качестве конечного решения по управлению самолётом блок автопилота выдаёт до 8 ШИМ сигналов непосредственно (или через микшер) на приводы.

Алгоритм управления строится на одноканальных ПИД регуляторах, по тангажу и крену функционирующих каскадно. Нижняя ступень каскада регуляции непосредственно стабилизирует скорость, крен, тангаж. Верхняя ступень регулирует курс и высоту.

Для проведения лётных испытаний были реализованы следующие функции системы:

- Блок автопилота в реальном времени передаёт все полётные параметры на пункт наземного управления, параллельно сохраняя их на энергонезависимую память;
- Оператор имеет возможность корректировать коэффициенты каскада ПИД регуляторов в любой момент времени;
- Через имеющийся блок микширования управляющих сигналов мастер-пилот имеет возможность передавать управление автопилоту и обратно в ручной режим, пилотируя самолёт от 3го лица с помощью стандартной аппаратуры радиоуправления.

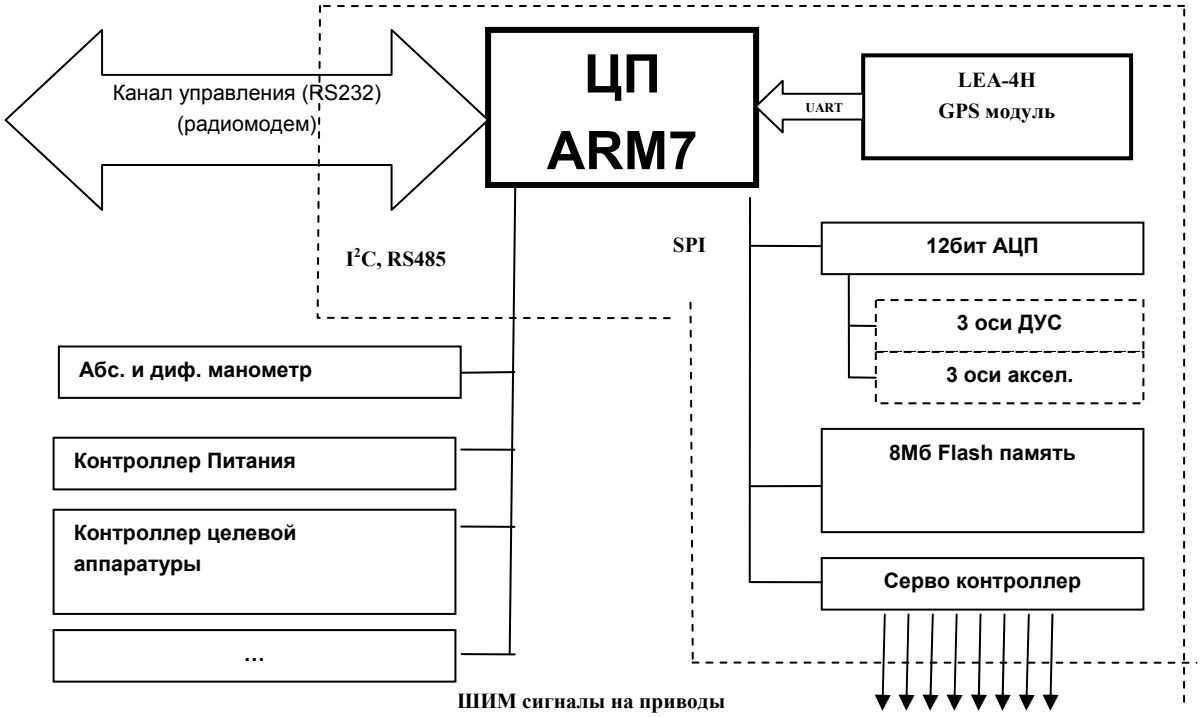


Рис. 1. Блок-схема информационной структуры блока автопилота третей итерации разработки с примерами вспомогательных устройств

В процессе испытательного полёта оператор оценивает корректность регулирования того или иного канала управления визуально и по хронометражу данных оптимизируемого канала, корректируя коэффициенты регулятора в зависимости от поведения системы.

Полётные параметры каждого испытательного полёта, которые протоколировались на энергонезависимую память, расширяют возможности для анализа поведения системы и её дальнейшей настройки.

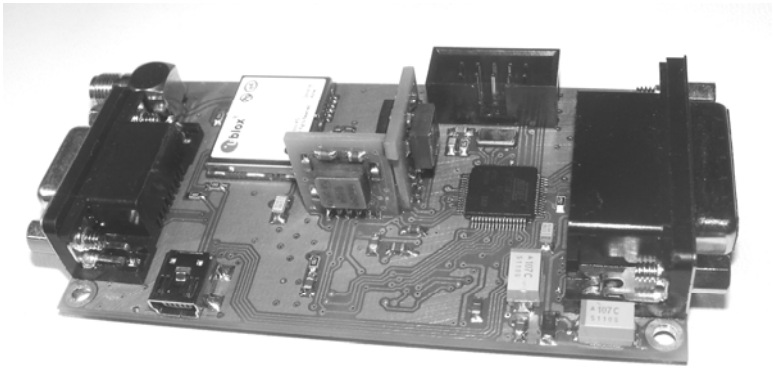


Рис. 2. Фотография блока автопилота третей итерации

На заключительных этапах испытаний был многократно совершён полёт по заданному в программе управления маршрутам (рисунок 3, 4). Полёт производился при постоянной высоте - 500м над уровнем моря по данным GPS (рисунок 5). Критерием для переключения на следующую точку маршрута для данного полёта являлось расстояние до точки меньшее 25метров.

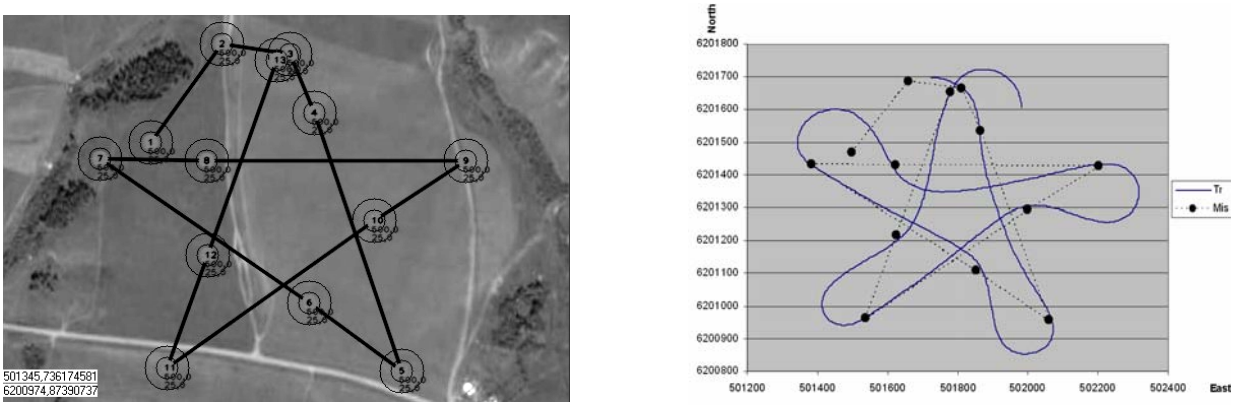


Рис. 3. Полёт по заданному маршруту

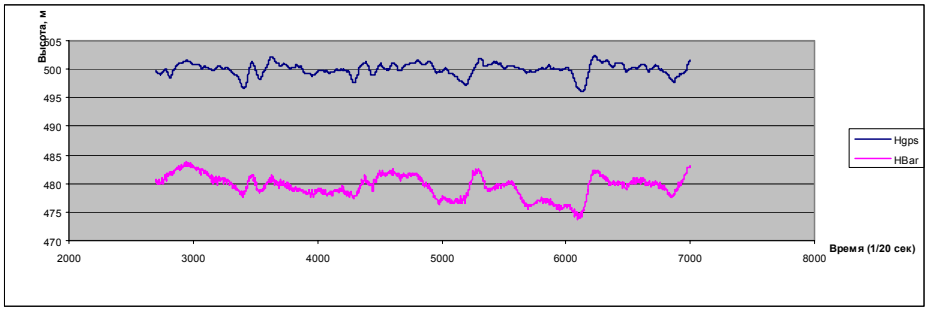


Рис. 4. Хронометраж высоты одного из испытательных полётов по маршруту

На текущий момент блок автопилота проходит лётные испытания в составе опытного образца беспилотного комплекса «Мурена» собственной разработки, предназначенной для осуществления высокоточной аэромагнитной геофизической съёмки.

Рис. 5. Фотография посадки беспилотного самолёта «Мурена»

Созданный блок автопилота в данный момент способен выполнять поставленные задачи, а именно самолётовождение по заданному маршруту с приемлемой точностью и осуществлять взаимодействие с полезными нагрузками. Предполагается к применению на беспилотных аппаратах массой до 5 килограмм. Для аппаратов более тяжёлого класса (в том числе и развития комплекса «Мурена») прорабатывается более высокопроизводительная система с возможностью обработки фотографий и глубоко интегрированной схемой комплексирования навигационного решения.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА*

Е. В. Кузьмин, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники
ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: EKuzmin@sfu-kras.ru

В докладе исследуется точность предложенных алгоритмов слежения за фазой шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией при различной динамике морских объектов. Исследованы следящие системы второго и третьего порядков астатизма. Представлены результаты статистического моделирования рассматриваемых алгоритмов.

В современных радионавигационных системах (РНС) всё большее применение находят шумоподобные сигналы (ШПС). Основной проблемой при приёме ШПС является осуществление фазовой автоподстройки частоты (ФАП) опорного сигнала. Точность работы системы ФАП во многом определяет точность РНС в целом.

Цель данной работы: исследование точности системы ФАП приёмника ШПС с минимальной частотной манипуляцией при детерминированной модели движении морского объекта.

Принимаемую смесь шумоподобного сигнала $s(t)$ с минимальной частотной манипуляцией и гауссовского шума $\xi(t)$ представим в виде:

$$\begin{gathered} y(t) = s(t) + \xi(t), \\ s(t) = \mathrm{Re}\left\{ \dot{S}(t) \exp\left[j\left(2\pi\left(f_0 \pm F_{\text{д}}(t) \right) t - \varphi_{\text{с}} \right) \right] \right\}, \\ \dot{S}(t) = D(t)\sqrt{2P_{\text{с}}}\, \exp\left[j\theta(t) \right], \end{gathered} \qquad ((1)$$

Здесь $P_{\text{с}}$ – мощность сигнала; f_0 – центральная частота ШПС; $F_{\text{д}}(t)$ – доплеровский сдвиг частоты; $\varphi_{\text{с}}$ – начальная фаза ШПС; $\dot{S}(t)$ – комплексная огибающая ШПС; $D(t) = \pm 1$ – информационный сигнал; $\theta(t) = \dfrac{\pi}{2T} \int_0^t d(t')dt'$ – функция, определяющая закон угловой модуляции, $d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \,\mathrm{rect}(t - iT)$, $\{d_i\}$ – псевдослучайная последовательность длины N, T – длительность элемента последовательности $\{d_i\}$, $\mathrm{rect}(t)$ – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности T.

Модель квазинепрерывной системы ФАП приёмника ШПС с нестационарным фильтром представлена на рис. 1, где $\mathrm{Z}_{\text{д}}(\varphi)$ – дискриминационная характеристика фазового дискриминатора [1]; $1/T_{\text{и}1}$ и $1/T_{\text{и}2}$ – коэффициенты передачи интеграторов; $K = K_{\text{ф}} K_{\text{с}}$ – безынерционное звено, учитывающее коэффициенты передачи цифрового

* Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 08-08-00849-а; ККФН №18G041.

фильтра $K_ф$ и цифрового синтезатора (подстраиваемого генератора) $K_с$. На рис. 1 показана структура фильтра ФАП 3-го порядка астатизма. В системе ФАП 2-го порядка астатизма отсутствует фильтр, обведённый штрихпунктирной линией.

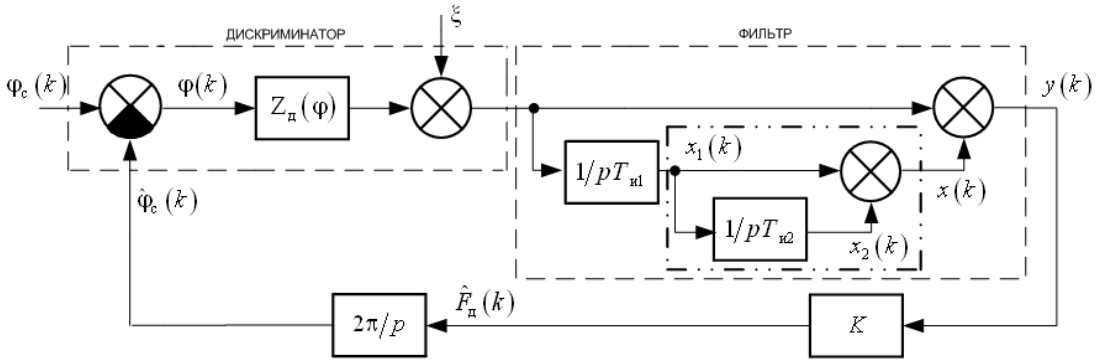


Рис. 1. Структура фильтра ФАП 3-го порядка астатизма

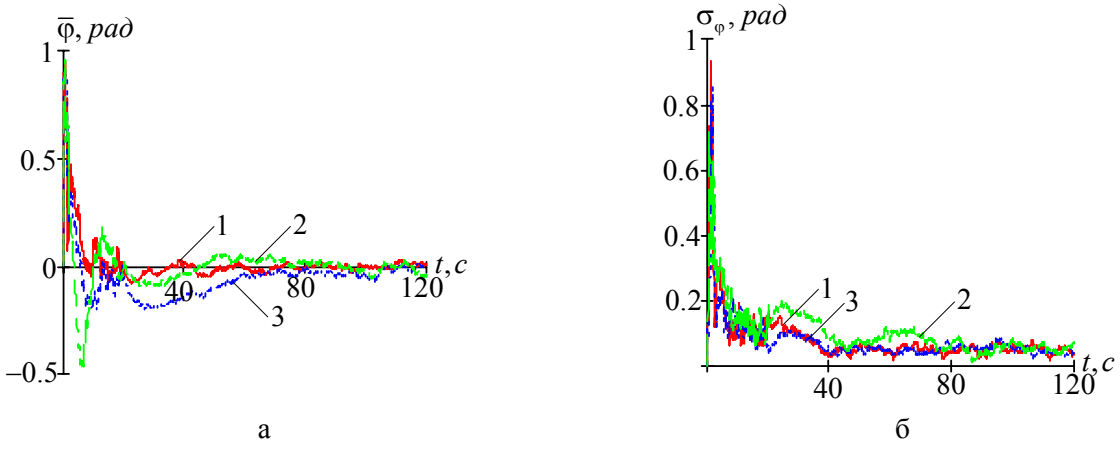
Оценка доплеровского сдвига частоты, формируется на каждом шаге фильтрации, и для систем ФАП второго и третьего порядка астатизма определяется соответственно как:

$$\hat{F}_{д1}(k) = K\left(Z_д(k) + x(k-1) + \frac{T_п}{T_и} Z_д(k-1) \right), \qquad ((3)$$

$$\hat{F}_{д2}(k) = K\left(Z_д(k) + \left(1 + \frac{T_п}{T_{и2}} \right) x_1(k-1) + x_2(k-1) + \frac{T_п}{T_{и1}} Z_д(k-1) \right), \qquad ((4)$$

где $Z_д(k) = \mathrm{sign}\left(z_1(k)\right) z_2(k) = D^*(k) z_2(k)$ – алгоритм формирования сигнала ошибки дискриминатором [1], $D^*(k)$ – оценка информационного сигнала $D(t)$ на k-ом шаге фильтрации (один шаг равен $T_п$ – периоду повторения ШПС), $z_1(k)$ и $z_2(k)$ – квадратурные составляющие корреляции, вычисляемые на интервале $t \in [kT_п, (k+1)T_п]$.

Проведён сравнительный анализ быстродействия систем ФАП с нестационарными фильтрами, обеспечивающими изменение шумовой полосы ФАП со значения $F_{ш1} = 0,5\,Гц$ на $F_{ш2} = 0,1\,Гц$, при равномерном движении морского объекта со скоростью $V_{max} = 100\,км/ч$ (максимальный доплеровский сдвиг частоты $F_{дmax} = 0,2\,Гц$) при пороговом отношении «сигнал/шум» $q = -40\,дБ$.



а б

Рис. 2. Результаты статистического моделирования: зависимости среднего значения фазовой ошибки $\bar{\varphi}$ (рис. 2, а) и среднеквадратической погрешности (СКП) слежения от времени (рис. 2, б)

Результаты статистического моделирования: зависимости среднего значения фазовой ошибки $\overline{\varphi}$ (рис. 2, *а*) и среднеквадратической погрешности (СКП) слежения от времени (рис. 2, *б*), свидетельствуют о следующем. Переходной процесс в системе ФАП с нестационарным фильтром (3) характеризуется средним временем установления слежения $\overline{t}_{уст} \approx 40\,c$ (кривые 1). Система ФАП с нестационарным фильтром (4) обеспечивает $\overline{t}_{уст} \approx 120\,c$ при $T_{и2} = 4T_{и1}$ (кривые 2) уменьшающееся до $\overline{t}_{уст} \approx 88\,c$ при $T_{и1} = T_{и2}$ (кривые 3). Обе изученные системы обеспечивают СКП слежения в установившемся режиме $\sigma_{\varphi уст} \approx 0,05\ рад$.

На рис. 3 приведены результаты статистического моделирования алгоритмов ФАП при движении морского объекта по сложной траектории. При проведении моделирования была принята следующая модель движения потребителя. На первом участке, потребитель из состояния покоя начинает движение с ускорением $a = 0,1\,м/c^2$ и через время $t_1 = 315\,c$ достигает максимальной скорости, которую сохраняет до момента времени $t_2 = 600\,c$ (второй участок). Третий участок характеризуется замедлением $a = -0,1\,м/c^2$ и остановкой при $t = t_3 = 915\,c$, после чего (четвёртый участок) потребитель начинает движение с ускорением в обратную сторону и при $t = t_4 = 1230\,c$ достигает скорости V_{max} (пятый участок). Шестой участок траектории ($t = t_5 = 1515\,c$) аналогичен третьему участку и заканчивается остановкой потребителя при $t = t_6 = 1830\,c$.

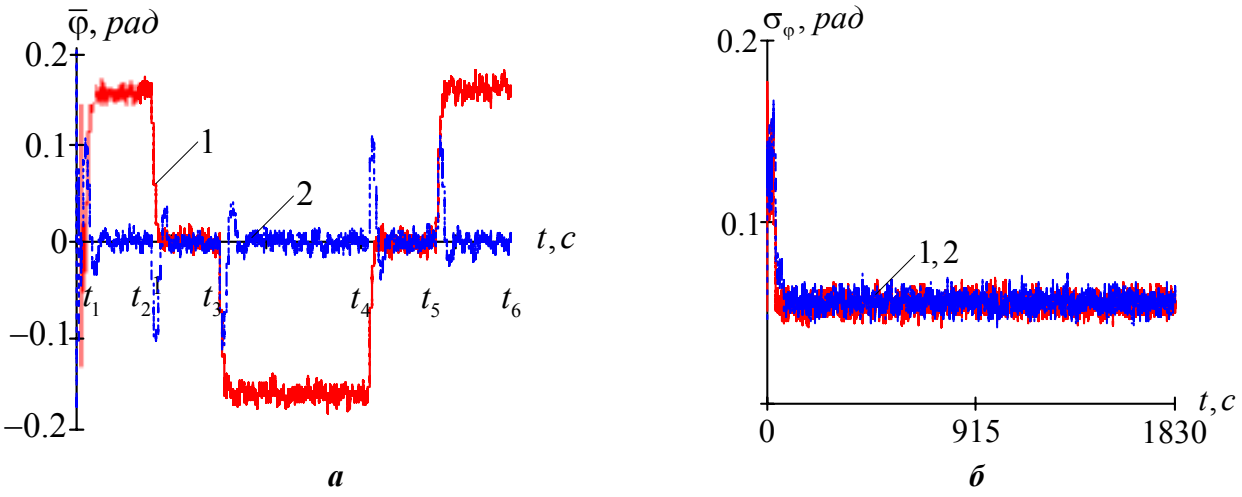


Рис. 3. Результаты статистического моделирования алгоритмов ФАП при движении морского объекта по сложной траектории

Как видно из рис. 3, система ФАП 2-го порядка астатизма с нестационарным фильтром (кривые 1), при движении объекта с ускорением $a = 0,1\,м/c^2$ имеет динамическую ошибку $\overline{\varphi} \approx 0,15\ рад$ (рис. 3, *а*) и СКП слежения $\sigma_{\varphi уст} \approx 0,05\ рад$ (рис. 3, *б*). Система ФАП 3-го порядка астатизма с нестационарным фильтром при указанных ранее условиях обеспечивает динамическую ошибку $\overline{\varphi} \to 0\ рад$ и СКП слежения $\sigma_{\varphi уст} \approx 0,05\ рад$.

Вывод: система ФАП 2-го порядка астатизма при постоянной частотной расстройке $F_{д max} = 0,2\,Гц$ обеспечивает среднее время установления слежения $\overline{t}_{уст} \approx 40\,c$ при СКП

$\sigma_{\varphi уст} \approx 0,05\ рад$. При движении объекта с ускорением $a = 0,1\ м/с^2$ система ФАП 2-го порядка астатизма имеет ошибку слежения $\overline{\varphi} \le 0,15\ рад$. Система ФАП 3-го порядка астатизма уступает по быстродействию системе ФАП 2-го порядка астатизма ($\overline{t}_{уст} \approx 88\,c$), однако динамическая ошибка $\overline{\varphi} \to 0\ рад$ и СКП слежения $\sigma_{\varphi уст} \approx 0,05\ рад$.

Список литературы

1. Кузьмин Е. В., Бондаренко В. Н.. Сравнительный анализ алгоритмов слежения за фазой шумоподобного сигнала при воздействии структурно-подобной помехи / Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2008. – 498 с.

ОЦЕНКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Е. В. Патюков

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: mailp@mail.ru

Исследуется возможность использования биимпульсных сигналов для повышения эффективности оценки длительности временных интервалов.

В экспериментальной физике, радиотехнике и многих других областях исследований большинство измерений сводятся к оценкам временных интервалов (ВИ), точность измерения которых ограничена как быстродействием используемой элементной базы, так и выбранным методом измерения. Возросшие требования к оценкам характеризуются необходимостью измерения значений ВИ на уровне наносекунд и долей наносекунд.

В основе широко распространённого прямого метода измерения [1], используется возможность подсчёта числа импульсов опорного генератора в течение измеряемого промежутка времени с помощью цифрового счётчика. При этом основная погрешность метода равна периоду импульсов опорного генератора. Современные счётчики, работающие на частотах порядка 500 МГц, обеспечивают измерения длительностей ВИ не меньше единиц наносекунд. Другие – нониусные методы [1], позволяют оценивать ВИ на уровне долей наносекунд, но характеризуются высокой сложностью аппаратной реализации, невысокой надежностью и низкой помехоустойчивостью.

В данной работе исследуется новый метод оценки длительностей коротких ВИ и импульсов, основанный на введении информации о длительности исследуемых сигналов в параметры сформированных биимпульсных последовательностей, что позволяет перевести необходимую информация в частотную область с последующим высокоточным измерением.

Такие преобразования можно отнести к устройствам типа спектральных дискриминаторов ВИ при формировании, например, периодически повторяющихся пар импульсов, в интервале между которыми и заключается информация о длительности исследуемого ВИ или длительности импульса, которые необходимо измерить и оценить.

Сформируем биимпульсный сигнал и проанализируем его частотно-временные характеристики. Вариант исследуемого биимпульсного сигнала может быть представлен аналитической моделью, используя стандартные прямоугольные импульсы:

$$s(t) = U_m\left[rect\left(\frac{t-\tau_0/2}{\tau_0}\right) + rect\left(\frac{t-\tau_0-\tau_1}{\tau_0}\right)\right], \quad (1)$$

где τ_0 – длительность формируемых образцовых импульсов; $\tau_1 = \tau_c + \tau_и$ – временной интервал, содержащий информацию о длительности формируемых стандартных импульсов (τ_c) и исследуемого сигнала – $\tau_и$.

Вычислим спектральную плотность, основываясь на свойствах преобразований Фурье – суммировании и запаздывания, а также используя информацию о стандартных функциях и спектральной плотности прямоугольного импульса [2]:

$$S(j\omega) = e^{-j\omega\tau_0/2}[S_1(j\omega) + S_1(j\omega)e^{-j\omega\tau_1}],$$

где $S_1(j\omega)$ – спектральная плотность классической функции $rect\left(\frac{t}{\tau_0}\right)$.

В результате отмеченных преобразований получим формулу, характеризующую спектральную плотность непериодического биимпульсного сигнала:

$$S(j\omega) = U_m\tau_0\,\mathrm{sinc}(\omega\tau_0/2)\,e^{-j\omega\tau_0/2}\left(1 + e^{-j\omega\tau_1}\right). \quad (2)$$

Модуль спектральной плотности биимпульсного сигнала (2) будет равен:

$$S(\omega) = 2U_m\tau_0\,\mathrm{sinc}(\omega\tau_0/2)\cos(\omega\tau_1/2). \quad (3)$$

Результаты расчётов модуля спектральной плотности (3) при изменении параметров сигнала представлены на рис. 1. Анализ полученных графиков позволяет сделать вывод о том, что если изменяется длительность ВИ между фронтами биимпульсного сигнала $\tau_1 = \tau_c + \tau_и$, которая определяется некоторой стандартной длительностью τ_c и длительностью $\tau_и$, которую необходимо зафиксировать и измерить, то эти изменения находят отражение в структуре модуля спектральной плотности биимпульсного сигнала. Модуль спектральной плотности имеет многоэкстремальную структуру и, например, увеличение τ_1 приводит к смещению «нулей» и максимумов модуля спектральной плотности в низкочастотную область спектральной плоскости. Соответственно, исследование коротких временных интервалов приводит к смещению положения «нулей» и максимумов модуля спектральной плотности в более высокочастотную область спектральной плоскости. На этой особенности спектральных характеристик биимпульсных сигналов разработаны устройства оценки коротких временных интервалов и использованы для повышения эффективности оценки характеристик различных исследовательских систем.

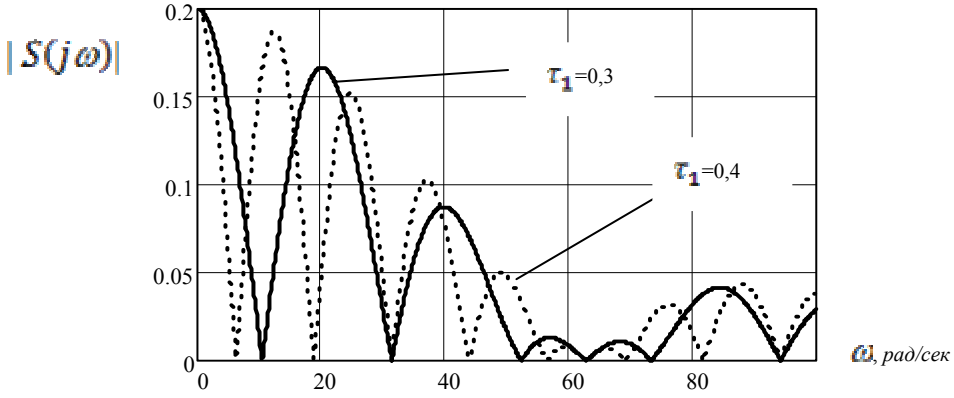


Рис. 1. Модуль спектральной плотности биимпульсного сигнала

Графики рассмотренных модулей являются огибающими спектра периодической последовательности биимпульсных сигналов, которые формируется в соответствии с формулой (3), произведением составляющих $2U_m\tau_0\,\mathrm{sinc}(\omega\tau_0/2)$, обусловленных для рассматриваемой модели сигнала формой импульсов и компоненты $\cos(\omega\tau_1/2)$, а изменение τ_1 приводит к изменению амплитуды всех гармоник рассматриваемого спектра.

Для увеличения чувствительности измерительного устройства и определения составляющей спектра, скорость изменения которой наибольшая, проведем дифференцирование. Оптимальную составляющую, в смысле наибольшей скорости изменения, определяющей в конечном результате чувствительность разрабатываемого устройства, получим, продифференцировав дважды сомножитель $\cos(\omega\tau_1/2)$ в формуле (3) и приравняв вторую производную нулю. В рассматриваемом случае получим: $\cos(\omega\tau_1/2)=0$. Отсюда определяется номер оптимальной гармоники, имеющую наибольшую скорость изменения. Практически следует использовать гармонические составляющие симметрично расположенные относительно точек минимума спектральной характеристики биимпульсного сигнала. Изменение параметра τ_1, например, на 1%, приводит к изменению амплитуд гармонических составляющих в области минимума огибающей более чем на 50%. Это характеризует предварительную оценку чувствительности устройств, простроенных на этой особенности модуля спектральной плотности биимпульсных сигналов, позволяя разрабатывать высокоточные устройства оценки временных интервалов.

Особенности рассмотренного способа измерения временных интервалов реализуются на основе устройства состоящего из узкополосных усилителей, настроенных на частоты гармоник дискретного спектра, симметрично расположенные относительно первого минимума (рис.1), выпрямителей и дифференциально включенного измерительного устройства.

Приближенное выражение для выходного напряжения равно $U\approx 8U_m\,\tau_и/T$, что позволяет сделать вывод о чувствительности метода. Так, например, при $\tau_и = 10^{-9}$ и T=8, напряжение на выходе дифференциально включенного измерителя будет соответствовать длительности измеряемого импульса, то есть рассмотренный метод обладает высокой чувствительностью и возможностью измерения коротких ВИ порядка единиц наносекунд, что будет определяться возможностями используемой измерительной аппаратуры напряжений и токов.

Дополнительной особенностью рассмотренного измерителя ВИ является то, что появляется возможность уменьшить уровень аддитивных флуктуационных помех, присутствующих в исследуемых сигналах. Флуктуационный шум на выходе измерителя формируется как разность амплитуд спектральных составляющих, выделенных неперекрывающимися фильтрами узкополосных усилителей с одинаковыми полосами пропускания из модели входного шума с равномерным энергетическим спектром. Мощность шума на индикаторе в этом случае можно определить по общим правилам нахождения дисперсии разности, в общем случае, зависимых величин:

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\sigma_1\sigma_2 \, R\,(f),$$

где σ_1^2 и σ_2^2 характеризуют дисперсии флуктуационных помех в первом и втором каналах, соответственно, а R (f) нормированная корреляционная функция спектральной корреляции между компонентами спектра биимпульсного сигнала. Поэтому при оценке временного интервала уменьшается шумовая составляющая суммарной погрешности за счет вычитания взаимокорреляционного компонента в отмеченной формуле. Если корреляция отсутствует, то при равенстве $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ результирующая мощность флуктуаций будет равна $\sigma^2 = 2\sigma_1^2$.

Список литературы

1. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1986. Т. 2, – 590 с.

2. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский, 5-е изд. испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЗОНЫ ИЗЛУЧЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов

Сибирский Федеральный университет,
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: lars@krs-mail.ru

Произведено моделирование зеркальной антенны в широкой полосе частот. В плоскости наблюдения, параллельной апертуре антенны, были получены картины распределения электрического поля. Обнаружилась неоднородность распределения поля в промежуточной зоне: максимум поля наблюдается под углом к направлению излучения. Также установлено, что диаметр облучаемой зоны в плоскости $0X'$ по уровню –3 дБ с ростом частоты в исследуемом диапазоне вначале уменьшается, затем по достижении некоторого минимума растёт.

Для целей широкополосных измерений на практике получили распространение антенны, которые представляют собой параболическое зеркало с широкополосным облучателем [1]. В качестве облучателя данных антенн как правило используются логопериодические антенны, создающие не зависящее от частоты амплитудное распределение в апертуре [2]. Если диапазон перекрытия таких антенн достаточно широк, то в его высокочастотной части электрический размер зеркала достигает сотен длин волн. В соответствии с выражением $R \le \dfrac{2L^2}{\lambda}$, где L — линейный размер структуры, значительно увеличивается и радиус дальней зоны. Однако в ряде случаев может возникнуть необходимость использования таких систем на небольших расстояниях, не превышающих расстояния дальней зоны. В связи с этим необходимо установить границы возможности применения широкополосных зеркальных антенн в промежуточной зоне излучения.

Приближение равномерного распределения

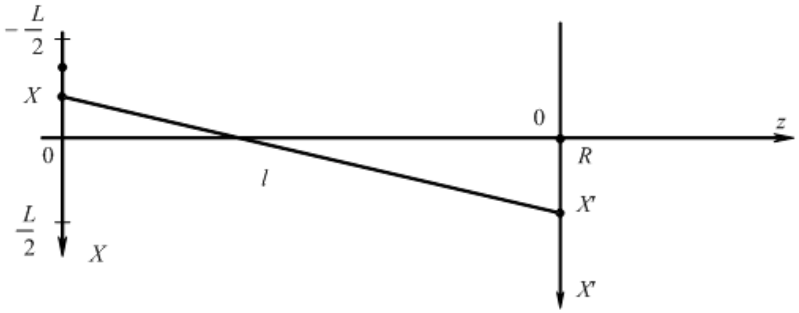


Рис. 1

Был произведён расчет поля эквивалентной линейной антенны на некоторой прямой линии, перпендикулярной линии, соединяющей антенну и плоскость наблюдения. При этом предполагалось, что поле создается некоторыми «элементарными»

излучающими площадками небольших размеров, для которых плоскость наблюдения находится заведомо в дальней зоне (рисунок 1).

Распределение поля в плоскости $0X'$ определяется выражением

$$E(x) = \frac{e^{ikR}}{E(0)R} \int_{-L/2}^{L/2} e^{i\frac{k}{2R}(X-X')^2} dX \qquad (1)$$

Расчётные графики для некоторых частот диапазона приведены на рисунке 2.

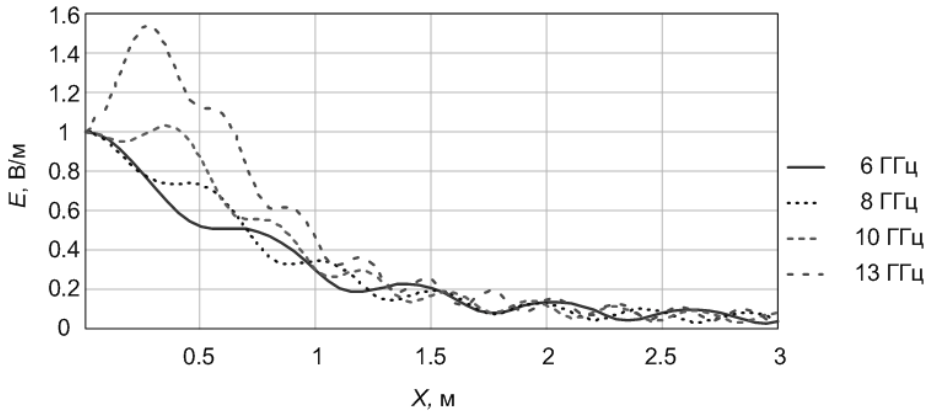


Рис. 2. Зависимость распределения поля в плоскости $0X'$

Моделирование зеркальной антенны

Было произведено моделирование зеркальной антенны с логопериодическим облучателем в диапазоне частот 6 — 13 ГГц. На расстоянии, равном 12 диаметрам антенны производилось наблюдение распределения электрического поля в плоскости, перпендикулярной направлению излучения (рисунок 3)

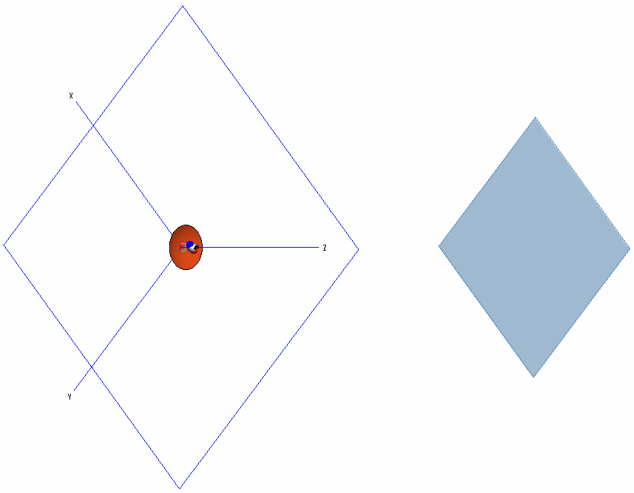


Рис.3. Моделируемая антенная система

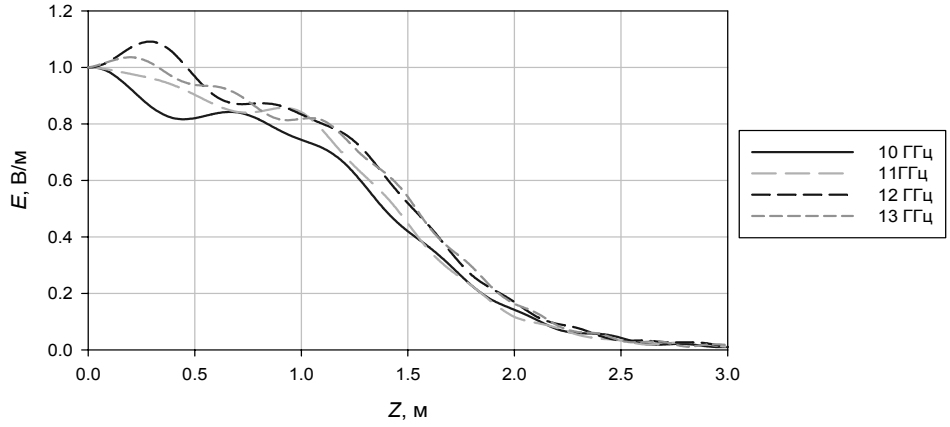


Рис. 4. Распределение нормированной амплитуды электрического поля в плоскости, параллельной апертуре

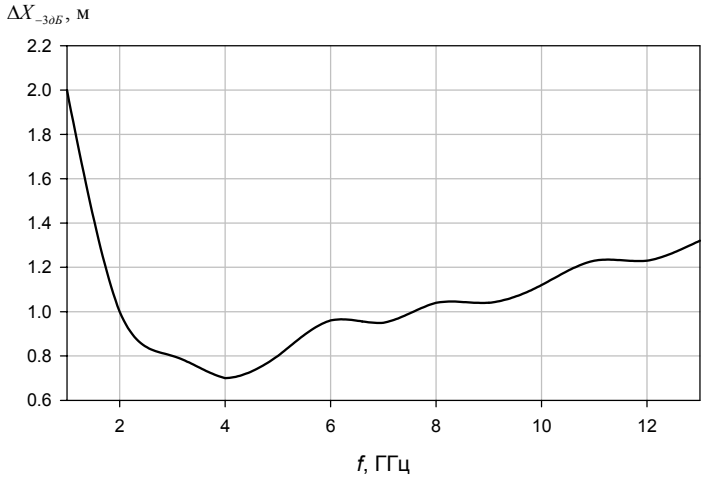


Рис. 5. Зависимость диаметра облучаемой зоны в плоскости 0X' по уровню –3 дБ от частоты

Результаты расчётов и моделирования показывают, что распределение поля в плоскости 0X' на некоторых частотах не является спадающим: максимум поля наблюдается в направлении под углом к направлению излучения. Эффект проявляется на частотах выше 6 ГГц. Распределения нормированной амплитуды поля для этих частот приведены на рисунке 4. Ширина ДН с ростом частоты уменьшается, а из рисунка 5 видно, что в плоскости 0X', находящейся в промежуточной зоне, увеличивается облучаемая антенной зона. Эффект объясняется разностью хода волн, идущих от различных участков апертуры антенны.

Список литературы

1. Сверхширокополосные антенны [Текст]: сб. науч. тр. / Под ред. Л. С. Бененсона. — М.: Мир, 1964.

2. Петров, Б. М. Логопериодические вибраторные антенны [Текст]: учеб.пособие для вузов / Б. М. Петров, Г. И. Костромитин, Е. В. Горемыкин — М.: Горячая линия–Телеком, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ РЕЗОНАТОРОВ ПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

* Я. Ф. Бальва, ** А. М Сержантов (научный руководитель)

**Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН, 660036, Красноярск, Академгородок*
тел.:391-2494591,
e-mail: slava-saa@krastalk.ru
***Сибирский федеральный университет, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26*

Получены выражения частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов полоскового фильтра на подвешенной подложке. Показано, что основным типом взаимодействия резонаторов в области частот первой полосы пропускания является индуктивное. Объяснена природа полюса затухания амплитудно-частотной характеристики фильтра.

Полосно-пропускающие фильтры являются одними из важнейших элементов в современной технике связи, радиолокации и радионавигации. Такие устройства должны обладать высокими частотно-селективными свойствами при большой степени миниатюрности. Фильтры на подвешенной подложке в значительной степени удовлетворяют этим требованиям. Известно, что форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полосовых фильтров определяется частотными зависимостями коэффициентов связи их резонаторов. Поэтому дальнейшее улучшение характеристик фильтров зачастую невозможно без изучения влияния их конструктивных особенностей на взаимодействие образующих их резонансных систем. В настоящей работе исследуется конструкция полоскового фильтра на подвешенной подложке, которая наряду с миниатюрностью характеризуется высокими частотно-селективными свойствами даже в метровом диапазоне длин волн [1].

На рис. 1*а,б* показана конструкция исследуемого двухзвенного фильтра. Каждый из его резонаторов образован двумя полосковыми проводниками (*1*,*2*) и (*3*,*4*), расположенными на противоположных сторонах подложки строго напротив друг друга. Одним концом каждый из проводников замкнут на экран, причем на противоположных краях подложки. Подложка фильтра "подвешивается" в металлическом корпусе-экране на одинаковом расстоянии h_a от верхнего и нижнего экранов. Все проводники выполнены на подложке толщиной h_d, имеют одинаковую длину l_r и ширину w. Проводники кондуктивно подключены к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом на расстоянии l_c от замкнутых на экран концов проводников на одной стороне подложки при смежном подключении (проводники *1* и *3*) и на разных сторонах при диагональном подключении (проводники *1* и *4*).

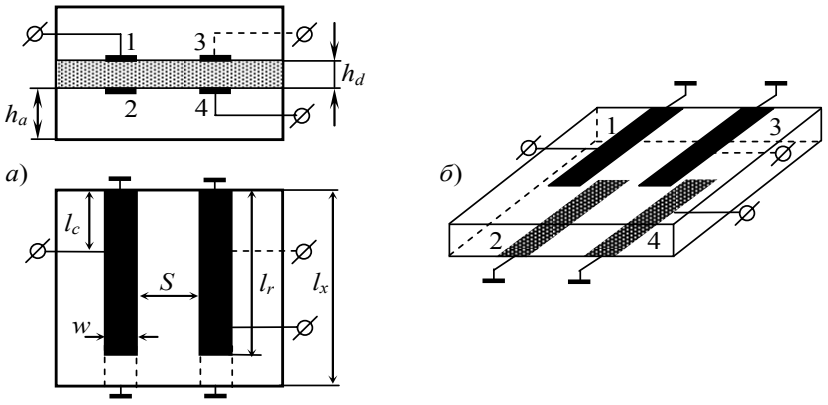


Рис. 1. Конструкция исследуемого двухзвенного фильтра

Исследования показали, что положение полосы пропускания и ее ширина не зависят от способа подключения внешних линий передачи. Однако при диагональном подключении селективные свойства фильтра существенно лучше, за счет наличия полюса затухания справа от полосы пропускания. Для объяснения природы этого полюса на АЧХ фильтра необходимо рассчитать частотно-зависимые коэффициенты связи его резонаторов.

Для расчетов использовалась одномерная квазистатическая модель рассматриваемой структуры, представляющая собой последовательно соединенные отрезки из двух- и четырехсвязных полосковых линий, погонные параметры которых находились вариационным методом [2]. На рис. 2*а,б* приведены частотные зависимости величины затухания СВЧ мощности, прошедшей через исследуемую конструкцию $L(f)$, рассчитанные для диагонального и смежного подключений соответственно. При этом конструктивные параметры устройства были следующими: ширина проводников w=2 мм, их длина l_r=41.2 мм, зазор между резонаторами S=6.3 мм, расстояние до верхнего и нижнего экрана от поверхностей подложки h_a=5 мм. Использовалась стандартная подложка из керамики ТБНС (ε=80) толщиной h=0.5 мм. Параметры полосы пропускания конструкции: центральная частота f_0=100 МГц, относительная ширина $\Delta f_3/f_0$=10% по –3 дБ от уровня минимальных потерь и максимум обратных потерь R= –14 дБ.

Коэффициенты связи вычислялись с помощью модифицированного энергетического подхода, основанного на частотной зависимости соотношений энергий электрических и магнитных полей запасаемых резонаторами [3]. Для этого рассчитывалось распределение комплексных амплитуд высокочастотных токов $I_i(x)$ и напряжений $U_i(x)$ по длине каждого из четырех полосковых проводников (i=1÷4), составляющих основу рассматриваемой структуры, которые несложно получить в квазистатическом приближении на любой выбранной частоте:

$$E_{1L}=\frac{1}{2}\int_0^{l_r}\left\{L_1\left[I_1^2(x)+I_2^2(x)\right]+2L_{12}\left|I_1(x)I_2(x)\right|\right\}dx,\quad E_{1C}=\frac{1}{2}\int_0^{l_r}\left(C_{12}+C_{13}+C_{14}\right)\left[U_1^2(x)+U_2^2(x)\right]dx,$$
$$E_{2L}=\frac{1}{2}\int_0^{l_r}\left\{L_1\left[I_3^2(x)+I_4^2(x)\right]+2L_{12}\left|I_3(x)I_4(x)\right|\right\}dx,\quad E_{2C}=\frac{1}{2}\int_0^{l_r}\left(C_{12}+C_{13}+C_{14}\right)\left[U_3^2(x)+U_4^2(x)\right]dx, \tag{1}$$

$$E_{12L}=\mathrm{Im}\int_0^{l_r}\left\{L_{13}\left[I_1(x)I_3^*(x)+I_2(x)I_4^*(x)\right]+L_{14}\left[I_1(x)I_4^*(x)+I_2(x)I_3^*(x)\right]\right\}dx,$$
$$E_{12C}=\mathrm{Im}\int_0^{l_r}\left\{C_{13}\left[U_1(x)U_3^*(x)+U_2(x)U_4^*(x)\right]\right\}dx, \tag{2}$$

где E_{1L}, E_{2L} и E_{1C}, E_{2C} – плотности энергий магнитных и электрических полей, запасаемых первым и вторым резонатором в отдельности, а E_{12L} и E_{12C} – плотности магнитных и электрических энергий, запасаемые резонаторами совместно; L_1 – погонная индуктивность уединенной полосковой линии, L_{ij} и C_{ij} – погонные взаимные индуктивности и емкости связанных полосковых линий, а знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения.

Используя выражения (1) и (2), можно вычислить частотно-зависимые коэффициенты индуктивной $k_L(f)$ и емкостной $k_C(f)$ и полной $k(f)$ связи резонаторов:

$$k_L(f)=\frac{2E_{12L}}{E_{1L}+E_{1C}+E_{2L}+E_{2C}}\cdot\frac{1}{K},\quad k_C(f)=\frac{-2E_{12C}}{E_{1L}+E_{1C}+E_{2L}+E_{2C}}\cdot\frac{1}{K}, \tag{3}$$

где K – модуль коэффициента передачи микрополосковой структуры, вычисляемый на каждой частоте, как отношение амплитуд напряжений на выходе и входе.

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)}, \qquad k = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2}. \tag{4}$$

На рис. 2*в,г* показаны рассчитанные частотно-зависимые коэффициенты индуктивной (штриховая линия), емкостной (точки) и полной $k(f)$ (сплошная линия) связи резонаторов исследуемого фильтра при диагональном и смежном подключении соответственно. Штрих-пунктирной линией обозначен частотно-независимый ("резонансный") коэффициент полной связи k, рассчитанный через собственные частоты четных f_e и нечетных f_o связанных колебаний по формуле (4).

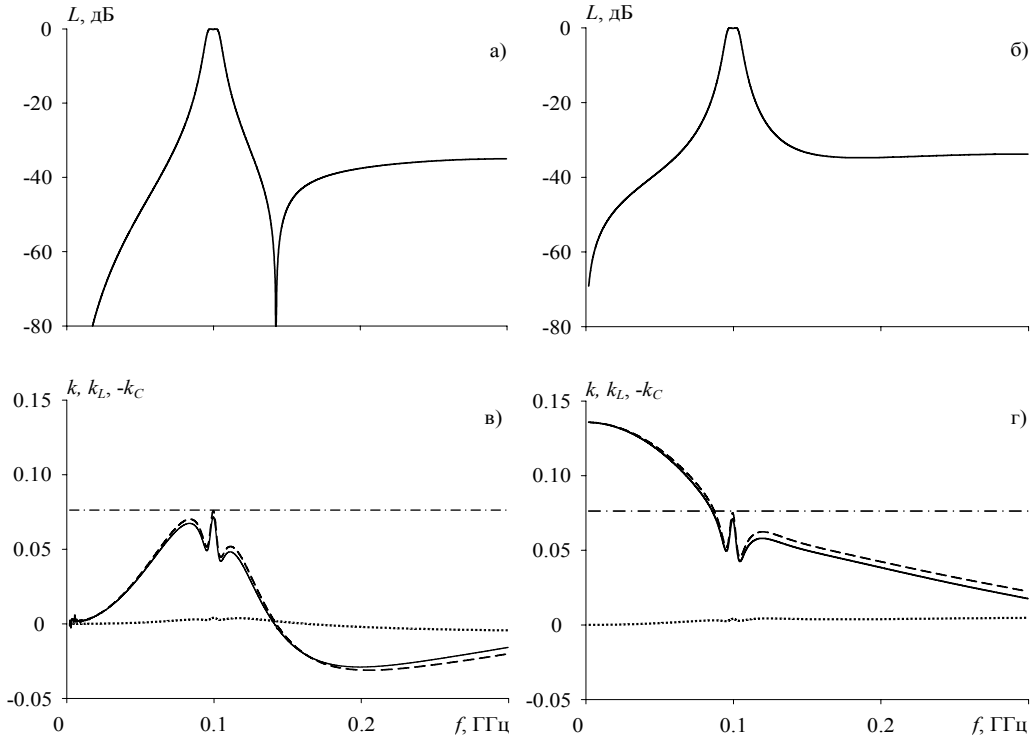


Рис. 2. АЧХ (*а*, *б*) и частотные зависимости коэффициентов связи (*в*, *г*) исследуемых резонаторов при диагональном (*а*, *в*) и смежном (*б*, *г*) подключении к линиям передачи

Видно, что "резонансный" и частотно-зависимый коэффициенты полной связи хорошо совпадают на центральной частоте полосы пропускания каждого из фильтров. Это является доказательством правомерности используемого энергетического подхода к вычислению частотно-зависимых коэффициентов связи исследуемых резонаторов. Также видно, что индуктивное взаимодействие резонаторов в широком диапазоне частот существенно преобладает над емкостным, что обеспечивает высокую симметричность склонов АЧХ фильтра. При этом частота полюса затухания АЧХ совпадает с частотой, на которой полный частотно-зависимый коэффициент связи равен нулю.

Таким образом, в представленной работе получены выражения для частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых резонаторов в миниатюрной конструкции

полосно-пропускающего фильтра на подвешенной подложке. Объяснена природа полюса затухания наблюдаемого на АЧХ фильтра. Показано, что на частотах первой полосы пропускания взаимодействие резонаторов носит преимущественно индуктивный характер на фоне малого емкостного.

Список литературы

1. Беляев, Б.А., Лексиков, А.А., Тюрнев, В.В., Казаков, А.В. Полосно-пропускающий фильтр / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, В.В. Тюрнев, А.В. Казаков. Патент РФ №2237320, Бюл. №27, 2004 г.

2. Тюрнев, В.В. Квазистатическая теория связанных микрополосковых линий/ В.В. Тюрнев. – Препринт № 557Ф, Институт физики СО АН СССР, Красноярск, 1989.

3. Беляев, Б.А., Лалетин, Н.В., Лексиков, А.А., Сержантов, А.М. // РЭ. 2003. Т. 48. №1.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Н. М. Боев, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: nik88@inbox.ru

В работе рассматривается кольцевая антенная решетка. Получено выражение для множителя направленности данной антенной решетки и выражение для диаграммы направленности кольцевой антенной решетки с синфазным равномерным амплитудным распределением. Также получено выражение для диаграммы направленности многокольцевой антенной решетки. Рассчитаны параметры эквивалентной линейной антенной решетки и построены диаграммы направленности в различных плоскостях.

Кольцевая антенная решетка

На рис. 1 показан вид кольцевой антенной решётки:

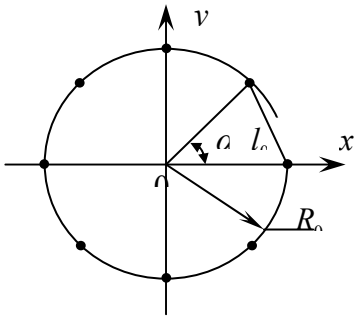


Рис. 1. Кольцевая антенная решетка

Выражение для векторной комплексной характеристики направленности плоской антенной решетки имеет вид [1]:

$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \overrightarrow{F_{\Sigma}}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^{N} \dot{I}_n e^{ik\left(x_n \sin\theta\cos\varphi + y_n \sin\theta\sin\varphi\right)}, \quad (1)$$

где $\overrightarrow{F_{\Sigma}}(\theta, \varphi)$- характеристика направленности излучающего элемента антенной решетки.

При этом координаты *n*-го излучателя можно найти с помощью следующих выражений:

$$\begin{aligned} x_n &= R_0 \cos\left[\alpha(n-1)\right], \\ y_n &= R_0 \sin\left[\alpha(n-1)\right], \end{aligned} \quad (2)$$

где угол между излучателями α равен:

$$\alpha = \frac{2\pi}{N}. \quad (3)$$

Выражение для нахождения расстояния между элементами:

$$l_0 = 2R_0 \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right). \quad (4)$$

В случае, когда первый элемент кольцевой АР расположен на оси $0X$ (рисунок 1), расстояние между элементами в эквивалентной линейной решётке будут определяться из выражения:

$$d_m = R_0 \left\{ \cos\left[\frac{2\pi(m-1)}{N}\right] - \cos\left(\frac{2\pi m}{N}\right)\right\}, \quad (5)$$

где $m = 1, 2, \ldots N$.

Минимальное расстояние будет при $m = 1$, а максимальное – при $m = \frac{N}{4}$, если N кратно четырем, либо вблизи этого значения m, если N не кратно четырем. В любом случае расстояние d_m будет не больше расстояния l_0, определяемого из выражения (4) и оно будет различным для каждой пары смежных излучателей (рисунок 2).

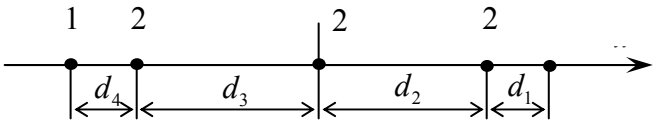


Рис. 2. Эквивалентный линейный излучатель

Это означает, что в кольцевой АР можно располагать излучатели на расстояниях l_0, превышающих аналогичные расстояния в решетках со «сплошным» заполнением с точки зрения появления в ДН антенны дифракционных лепестков.

На рисунке 2 показан эквивалентный линейный излучатель, соответствующий восьмиэлементной АР (рисунок 1). На рисунке 2 цифры у излучателей показывают амплитудное распределение в эквивалентной линейной АР при условии, что излучатели в кольцевой АР возбуждаются единичной амплитудой.

В случае, когда первый излучатель не находится на оси $0X$, координаты *n*-го излучателя будут выглядеть:

$$x_n = R_0 \cos\left[\frac{2\pi(n-1)}{N} + \alpha_0\right],$$
$$y_n = R_0 \sin\left[\frac{2\pi(n-1)}{N} + \alpha_0\right]. \quad (6)$$

Если предположить, что характеристика направленности излучающих элементов антенной решетки изотропна, то есть $\overrightarrow{F_\Sigma}(\theta, \varphi) = 1$. Тогда из выражения (1) получим выражение для комплексной характеристики направленности кольцевой антенной решетки, которая полностью определяется множителем направленности:

$$f_\Sigma(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N} \dot{I}_n e^{ikR_0 \sin\theta \cos\left[\varphi - \frac{2\pi(n-1)}{N} - \alpha_0\right]}. \quad (7)$$

В этом выражении можно положить $\dot{I}_n = I_0$, поскольку это проще реализовать, а так же это условие соответствует «осесимметричной» диаграмме направленности.

Окончательное выражение для диаграммы направленности кольцевой АР с синфазным равномерным амплитудным распределением выглядит следующим образом:

$$F(\theta,\varphi) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} e^{ikR_0 \sin\theta \cos\left[\varphi - \alpha_0 - \frac{2\pi(n-1)}{N}\right]}. \quad (8)$$

Аналогично можно записать выражение для диаграммы направленности многокольцевой антенной решетки:

$$F(\theta,\varphi) = \frac{1}{\sum_{m=1}^{M} R_m} \sum_{m=1}^{M} R_m \sum_{n=1}^{N_m} e^{ikR_m \sin\theta \cos\left[\varphi - \alpha_m - \frac{2\pi(n-1)}{N_m}\right]}, \quad (9)$$

где M - количество колец в антенной решетке; N_m - количество излучателей в m-ом кольце АР; R_m - радиус m-го кольца АР; α_m - начальный угол «первого» излучателя в m-ом кольце АР.

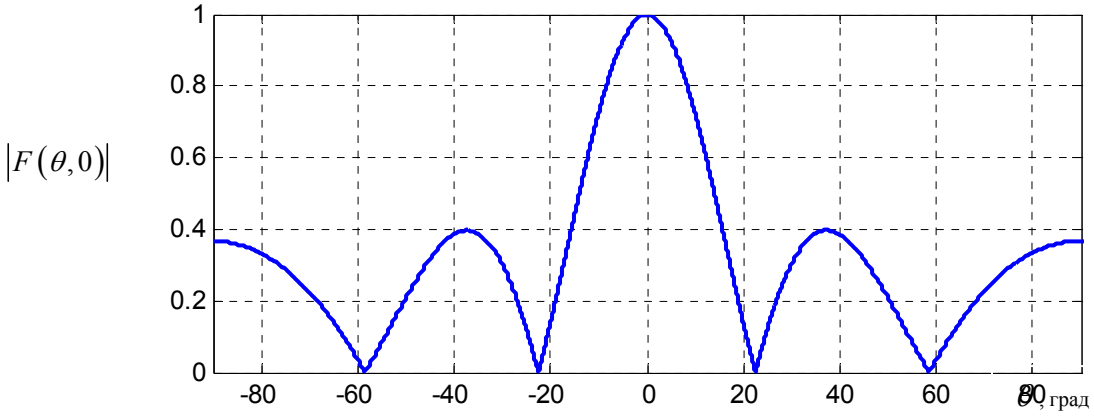


Рис. 3. Диаграмма направленности восьмиэлементной кольцевой АР при $\varphi = 0$

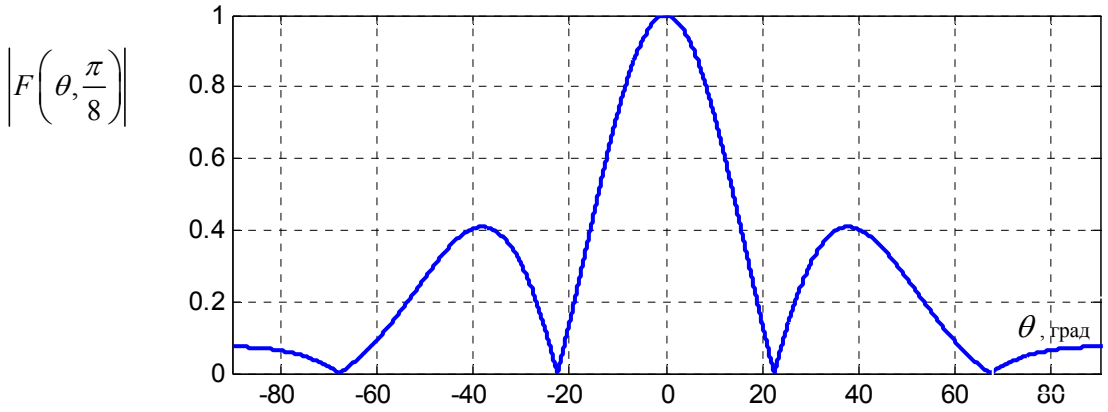


Рис. 4. Диаграмма направленности восьмиэлементной кольцевой АР при $\varphi = \frac{\pi}{8}$

Для получения различных ДН, необходимо подбирать определенным образом значения N_m, R_m и α_m.

На рисунках 3-4 показаны диаграммы направленности восьмиэлементной кольцевой антенной решетки при условии, что $R = \lambda$.

Список литературы

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М.: Высшая школа, 1988. – 244 с.

ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПРИЗЕМНЫХ АНТЕНН

А. А. Гайсин, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет, Институт Инженерной физики и радиоэлектроники
Россия, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: salomatov@ire.krgtu.ru

Сделана оценка коэффициента взаимного влияния приземных антенн, непосредственно лежащих на поверхности Земли методом наведенных ЭДС в ДВ и СВ диапазонах. Показано, что в нижней части ДВ диапазона потери, возникающие из-за взаимного влияния, в зависимости от скин-слоя не зависят от частоты и удельного сопротивления грунта. Предложенная методика позволяет рассчитывать коэффициент усиления системы одинаково ориентированных синфазных приземных антенн.

Приземные и подземные антенны, состоящие из одиночных вибраторов, имеют низкий коэффициент усиления. Эффективность этих антенн может быть увеличена путем использования системы из одинаковых параллельных вибраторов, питаемых синфазно. Известно [1,2], что для системы из *n* одинаково ориентированных подземных излучателей (расположенных друг относительно друга на таких расстояниях, что их взаимным влиянием можно пренебречь) коэффициент усиления будет примерно в *n* раз больше, чем

у одного излучателя. Удаление подземных излучателей, при котором взаимным влиянием можно пренебречь, может быть определено с помощью скин-эффекта.

Особую трудность представляет определение взаимного влияния приземных антенн, т.к. в специальной литературе по приземным антеннам [2] эта задача решена в приближениях более приемлемых для КВ диапазона, чем для ДВ и СВ. В этой работе делается попытка оценить коэффициент взаимного влияния приземных антенн методом наведенных ЭДС в ДВ и СВ диапазонах и на основе полученного решения получить сведения о правильности выбранных формул для расчета напряженности поля элементарного приземного излучателя.

Эта работа является продолжением исследования [3] взаимного влияния между отдельными элементами в приземной антенной системе. В отличие от [3] в этой работе использованы более точные формулы для поля элементарного приземного излучателя.

Коэффициент усиления G_n системы, состоящей из n одинаково ориентированных приземных антенн, коэффициент усиления каждой из которых равен G, рассчитаем по формуле (при равенстве токов в антеннах):

$$G_n = GK\,, \tag{1}$$

где коэффициент K определяется выражением:

$$K = \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{\Sigma i}}{R_{\Sigma i} + R_{взi}}\,. \tag{2}$$

здесь $R_{\Sigma i}$ - собственное сопротивление i-ого вибратора, $R_{взi}$ – активная составляющая взаимного сопротивления между i-тым вибратором и остальными вибраторами. Из формулы (2) видно, что при отсутствии взаимного влияния коэффициент K становится равным количеству элементов n антенной системы. Поэтому коэффициент K/n представляет собой коэффициент взаимного влияния, характеризующий потери, возникающие из-за взаимного влияния между отдельными элементами в приземной антенной системе.

Для расчета взаимного сопротивления $R_{вз}$ воспользуемся методом наведенных ЭДС. Предполагая что ток в точках питания антенны равен 1 А взаимное сопротивление может быть рассчитано по формуле [4]:

$$R_{вз} = -\int_{-l}^{l} EIdz\,, \tag{3}$$

где E – касательная составляющая вектора напряженности электрического поля одного вибратора на поверхности другого, I – распределение тока в вибраторе, l – длина плеча вибратора.

В расчетах предположено, что ток вдоль вибратора распределен по синусоидальному закону. Поле E найдем как суперпозицию полей, создаваемых короткими элементами антенны, которые можно рассматривать в качестве элементарных вибраторов.

Длину плеча вибратора l выберем равной четверти длины волны λ' вблизи поверхности земли. Значение λ' для изолированного провода, лежащего на земле, может быть оценено по формуле [5]:

$$\lambda' = \lambda \Big/ \operatorname{Re}\left(k_2 \sqrt{\frac{\varepsilon' + 1}{2}} \sqrt{\ln\frac{ik_1 a_1 \chi}{2}\left(\ln\frac{ik_1 a_2 \chi}{2} - \frac{\varepsilon' + 1}{2}\ln\frac{a_2}{a_1}\right)^{-1}} \right), \tag{4}$$

где $k_2 = \dfrac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число в воздухе; $k_1 = k_2\sqrt{\varepsilon + i60\lambda\sigma}$ - волновое число в земле; σ - проводимость земли, См/м; χ =1,781; $\varepsilon' = \varepsilon + i60\lambda\sigma$; a_1 – радиус жилы провода; a_2 – радиус провода, включая изоляцию.

При условии $k_2 << |k_1|$ поле элементарного горизонтального электрического диполя с дипольным моментом $I\Delta l$ может быть представлено в полярных координатах в следующем виде [6]:

$$E_\rho \sim -\frac{i\omega\mu_0}{2\pi k_1^2}\left\{\begin{array}{l} e^{ik_2\rho}k_2\left[\dfrac{k_2}{\rho}+\dfrac{i}{\rho^2}-\dfrac{1}{k_2\rho^3}+\dfrac{ik_S^3}{k_1k_2}\sqrt{\dfrac{\pi}{k_S\rho}}F\left((k_2-k_S)\rho\right)\right] \\ -e^{ik_1\rho}k_1\left(\dfrac{1}{k_1\rho^3}-\dfrac{i}{\rho^2}\right)\end{array}\right\}\cos\phi\,, \qquad (5)$$

$$E_\phi \sim -\frac{i\omega\mu_0}{2\pi k_1^2}\left\{e^{ik_2\rho}\left[\frac{2ik_2}{\rho^2}-\frac{2}{\rho^3}-\frac{k_S^3k_2}{k_1\rho}\sqrt{\frac{\pi}{k_S\rho}}F\left((k_2-k_S)\rho\right)\right]-e^{ik_1\rho}\left(\frac{ik_1}{\rho^2}-\frac{1}{\rho^3}\right)\right\}\sin\phi\,,$$

(6)

здесь $k_S=\dfrac{k_1k_2}{\sqrt{k_1^2+k_2^2}}$; $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ *Гн/м*; ω - циклическая частота, рад/с;

$$F(z)=e^{-z}\int_z^\infty dx\frac{e^{ix}}{\sqrt{2\pi x}}=e^{-iz}\left[\frac{1}{2}(i+z)-F_0(z)\right]; \qquad (7)$$

$$F_0=\int_0^z dt\frac{e^{it}}{\sqrt{2\pi t}}=C(z)+iS(z), \qquad (8)$$

здесь *C(z)* и *S(z)* – интегралы Френеля.

При расчете интегралов Френеля использовалась их связь с интегралом ошибок $\Phi(z)=\dfrac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^z e^{-t^2}dt$ [7]: Интеграл ошибок от комплексного аргумента $z=x+iy$ удобно рассчитывать, представляя интеграл в виде ряда [8]:

$$\Phi(x+iy)=\Phi(z)+\frac{e^{-x^2}}{2\pi x}\left[(1-\cos 2xy)+i\sin 2xy\right]+\frac{2}{\pi}e^{-x^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{e^{-\frac{1}{4}n^2}}{n^2+4x^2}\left[f_n(x,y)+ig_n(x,y)\right], \qquad (10)$$

где
$$f_n(x,y)=2x-2x\cosh ny\cos 2xy+n\sinh ny\sin 2xy\,, \qquad (11)$$

$$g_n(x,y)=2x\cosh ny\sin 2xy+n\sinh ny\cos 2xy\,. \qquad (12)$$

В ходе расчета *E* было выяснено, что при уменьшении расстояния *d* между антеннами, необходимо увеличивать количество разбиений антенны на элементарные излучатели, т.е. уменьшать длину последних. Увеличение количества разбиений приводит к увеличению времени расчета. При $d = 1\cdot10^{-3}l$ количество разбиений составило $1\cdot10^4$, при $d = 1\cdot10^{-3}\lambda$ - 500.

Расчет взаимного сопротивления $R_{вз}$ проводился в ДВ и СВ диапазонах для земли с удельным сопротивлением $\rho=1/\sigma$ равным 100 и 300 Ом·м, относительная диэлектрическая проницаемость ε = 10.

Удобным для интерпретации получается результат, если построить зависимость коэффициента взаимного влияния *K/n* от *d*, выраженного через скин-слой $\Delta=\sqrt{2/(\omega\mu_0\mu\sigma)}$ (рисунок 1).

Из рисунка 1 видно, что в нижней части ДВ диапазона потери, возникающие из-за взаимного влияния, в зависимости от d/Δ, не зависят от частоты и удельного сопротивления грунта. Это позволяет оценивать коэффициент взаимного влияния приземных антенн в нижней части ДВ диапазона по однозначной зависимости для любого значения удельного сопротивление земли.

Зависимость коэффициента взаимного влияния *K/n* от d/Δ в нижней части ДВ

диапазона имеет характерную особенность: при увеличении d/Δ резкое увеличение коэффициента взаимного влияния K/n при значении d/Δ~5 прекращается и дальше происходит лишь его плавное увеличение. Поэтому увеличение расстояния между элементами приземной антенной системы более чем на d/Δ~5 не приведет к существенному увеличению коэффициента усиления.

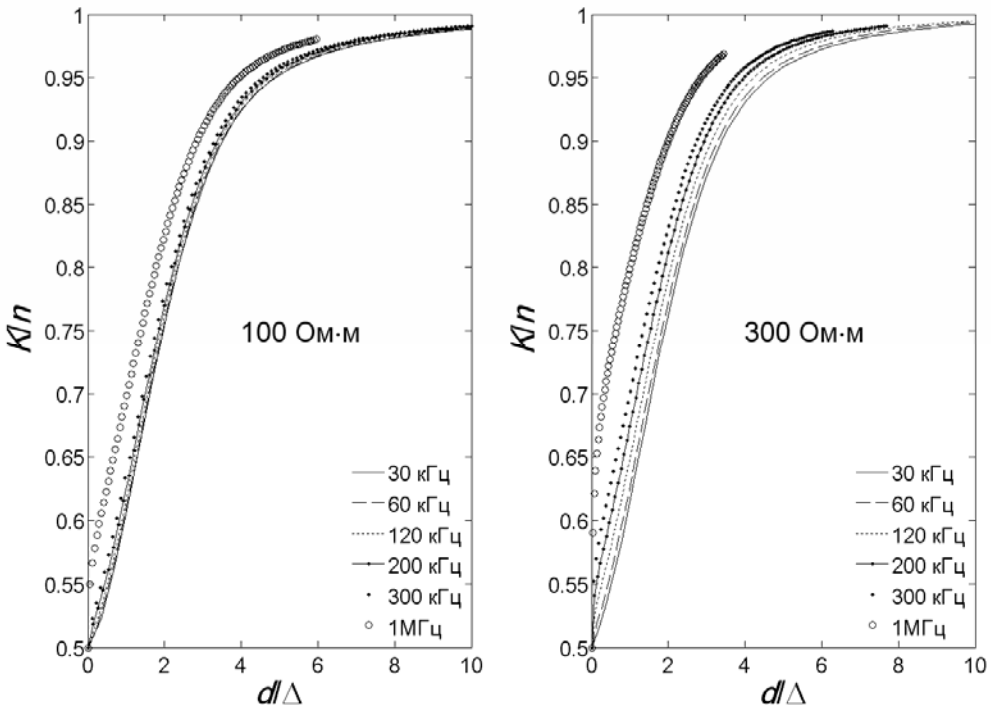


Рис. 1. Коэффициент взаимного влияния приземных антенн для $n = 2$

В следующих работах оценка взаимного влияния приземных антенн будет проведена с использованием метода интегральных уравнений.

Список литературы

1. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М., «Сов. радио», 1974.

2. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. М., «Сов. радио», 1965.

3. Гайсин А.А., Готовко В.И., Хлопов Е.Г., Хлопов Г.Г. Взаимное влияние приземных антенн. сс. 92-94. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. Красноярск: ИПК СФУ, 2008.

4. Марков Г.Т., Сазонов Д,М. Антенны. М., «Энергия», 1975.

5. Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. – ВАС, 1978.

6. Dionisios Margetis and Tai Tsun Wu. Exactly calculable field components of electric dipoles in planar boundary. – J. Math. Phys., February 2001, Vol. 42, No. 2, pp. 713 – 745.

7. Е. Янке, Ф. Емде, Ф. Леш. Специальные функции, М., «Наука», 1964.

8. Handbook of Mathematical Functions. Edited by M. Abramowitz and I.A. Stegan, National Bureau of Standards, Washington, 1972.

НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ЧСП

Е. Р. Гафаров, С. Н. Лустов, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: slazen@mail.ru

Исследована САПР–модель микрополосковой антенны для спутниковой радионавигации диапазона L1 с использованием технологии ЧСП и гофрированного фланца. Приведены соответствующие результаты компьютерного моделирования для обеих структур. Показаны преимущества, недостатки и возможность замены фланца на структуру ЧСП.

Одним из важных направлений технологии частотно селективных поверхностей (ЧСП) является технология построения структур с повышенным поверхностным сопротивлением в определенной частотной области. Устройство, построенное по данной технологии, позволяет подавить излучение в некоторых направлениях от антенны, увеличить коэффициент усиления и скорректировать форму диаграммы направленности, сделав ее более “гладкой”. Для уменьшения эффекта многолучевой интерференции обычно используется гофрированный фланец. Устройства на основе ЧСП имеет ряд преимуществ, например, малый вес, дешевизна изготовления, низкий профиль антенны и самой структуры ЧСП подложки [1]. В работе рассматривается вариант замены классического гофрированного фланца на более удобный в производстве и использовании аналог на основе технологии грибоподобных ЧСП для антенны спутниковой радионавигации диапазона L1.

Была построена САПР-модель антенны с правой круговой поляризацией без подавления боковых лепестков и излучения в обратном направлении. Внешний вид антенны показан на рисунке 1. Спецификации излучателя приведены в таблице 1.

Таблица 1

Спецификации антенны

Рабочая частота	1575,42 МГц
Полоса частот	92,5 МГц
Поляризация	Правая круговая поляризация
Коэффициент эллиптичности	< 4 дБ в пределах полосы частот
Коэффициент усиления	5 дБ в опорном направлении
Коэффициент отражения	< -10 дБ в пределах полосы частот
Ширина ДН	-3 дБ, 105° -10 дБ, 180°
УБЛ	-5,4 дБ

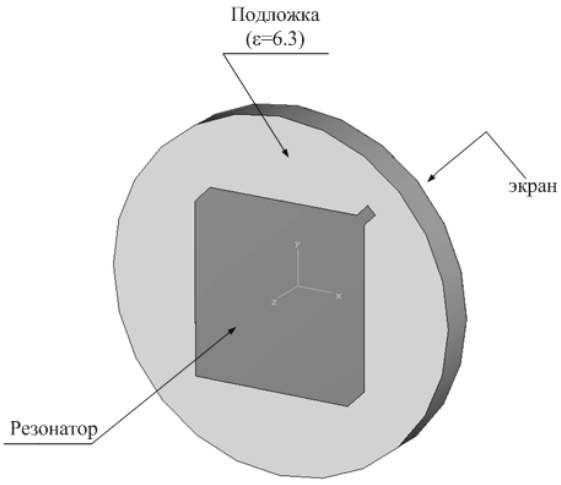


Рис. 1. Внешний вид антенны

Диаметр подложки 65,4 мм. Размер резонатора 35x30,1 мм, расстояние между экраном и резонатором 6,3 мм. Срез противоположных углов резонатора и

прямоугольный шлейф на одном из углов необходим для получения правой круговой поляризации. Подложка имеет диэлектрическую проницаемость ε = 6,3.

Согласно характеристикам антенны, помимо приема сигнала практически со всей верхней полусферы, антенна имеет высокий уровень излучения в заднем направлении, что приводит к повышенному уровню шумов и помех.

Основываясь на опытных данных, для определения полосы грибоподобной структуры ЧСП, была промоделирована единичная ячейка Флоке. Размеры ЧСП элемента 46х46 мм, длина соединительного стрежня 6,3 мм. Такая структура обладает свойствами необычного магнитного проводника, препятствуя протеканию поверхностных волн (экранирующего тока) в определенном частотном промежутке, тем самым уменьшая уровень многолучевой интерференции и, как следствие, уровень боковых лепестков. В единичную ячейку был помещен один элемент ЧСП, исследовалась зависимость фазы коэффициента отражения падающей плоской волны от частоты. Как известно, при падении волны на обычный экран фаза коэффициента отражения постоянна и равна π. Как уже было установлено фаза коэффициента отражения ЧСП элемента до полосы подавления ведет себя как и для обычного металла, что характеризуется распространением ТМ поверхностных волн, далее приближаясь к полосе подавления, фаза начинает уменьшаться и проходя через 0° (0° – центральная частота полосы подавления) стремится к -π, что характеризуется распространением ТЕ поверхностных волн. В пределах частот, где фаза коэффициента отражения меняется от π/2 до -π/2 падающая волна отражается в фазе, а не в противофазе, полоса подавления находится в этих пределах изменения фазы. На рисунке 2 показана зависимость фазы коэффициента отражения от частоты падающей плоской волны.

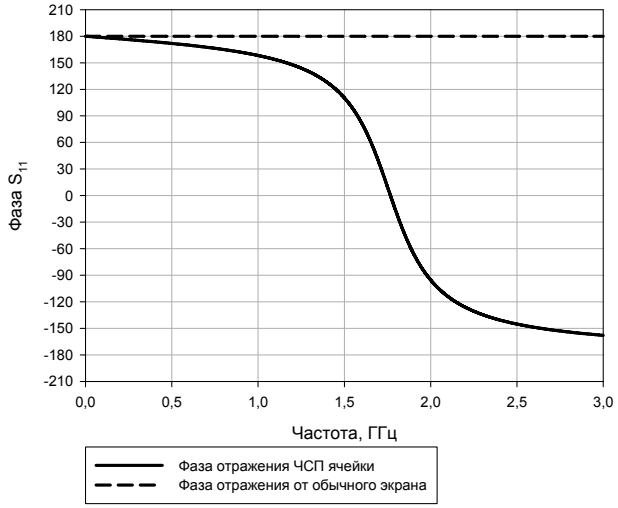


Рис. 2. Фаза коэффициента отражения исследуемой структуры

Исходя из результатов, приведенных выше, полоса подавления структуры ЧСП находится в пределах 1550-1950 МГц. Частотный диапазон ЧСП структуры включает диапазон L1, следовательно, можно говорить о применимости ЧСП таких размеров для исследуемой антенны.

На основе полученных данных для одной ячейки были построены и исследованы решетки из ЧСП элементов 7х7, 9х9 и 11х11 элементов с интегрированной антенной, показанной на рисунке 1. Антенна помещалась в центр ЧСП подложки, для этого в подложке была вырезана цилиндрическая область радиусом равным расстоянию между центрами 3х ЧСП ячеек. Оптимальная по габаритам и эффективности была выбрана решетка 9х9 элементов ЧСП. Наряду с этим была построена аналогичная антенна с гофрированным фланцем. Внешний вид антенн приведен на рисунке 3.

(а) (б)

Рис. 3. Внешний вид антенны с ЧСП 9х9 элементов (а) и с гофрированным фланцем (б)

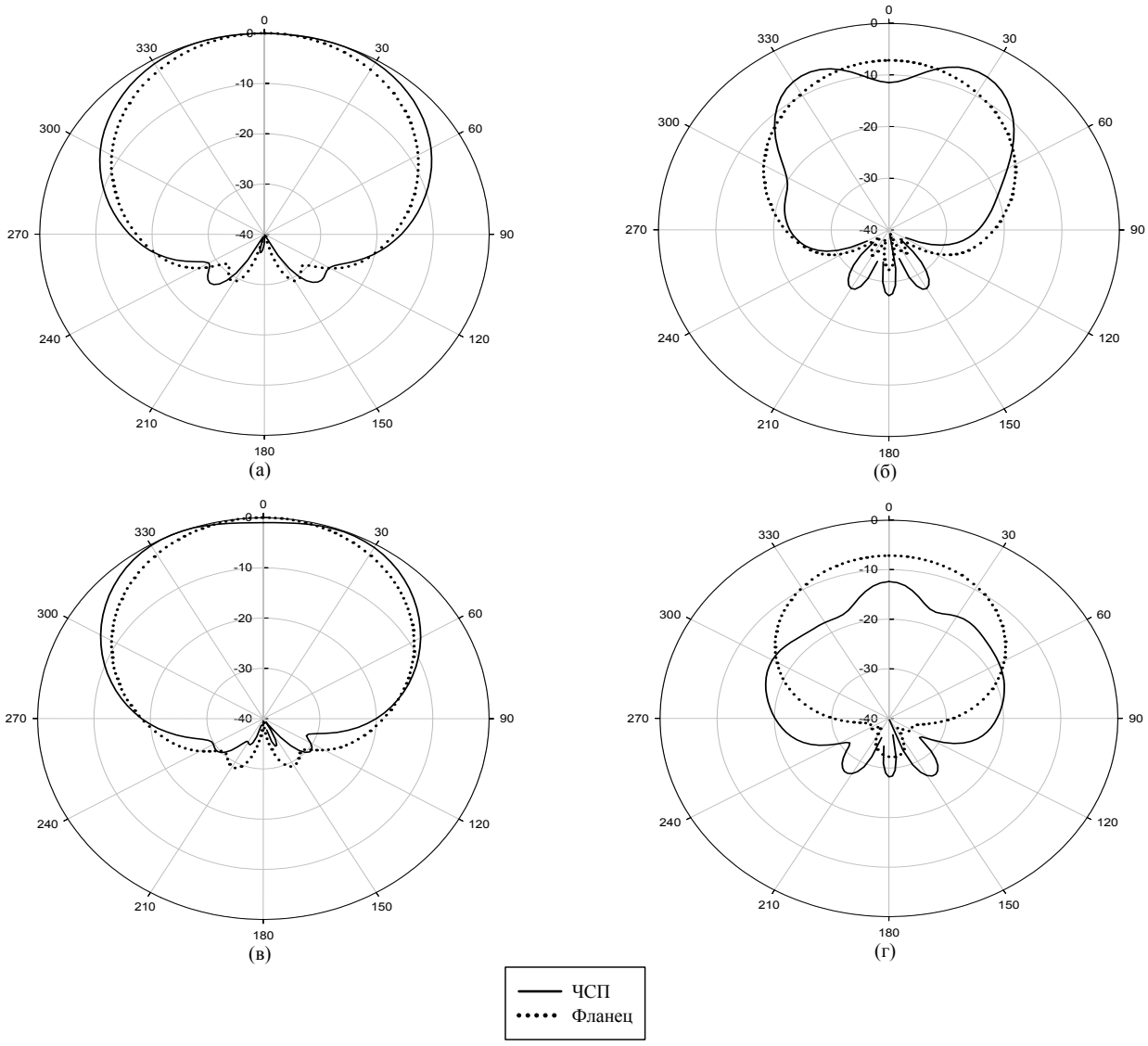


Рис. 4. Диаграммы направленности для ЧСП и гофрированного фланца в Н и Е – плоскости для правой (а), (в) круговой поляризации, и в Н и Е – плоскости для кросс-поляризации (б), (г)

Коэффициент усиления у антенны с фланцем порядка 9дБ, а у антенны с ЧСП – 7 дБ в полосе частот, антенна с ЧСП имеет более широкую ДН, что позволяет принимать сигнал с большим углом отклонения от опорного направления. Уровень кросс-

поляризации для антенны с ЧСП ниже, чем для антенны с фланцем в E и H – плоскости . Уровень излучения в обратном направлении у обеих систем примерно одинаков и составляет -27– -29 дБ. Коэффициент отражения как одной, так и другой системы немного смещен относительно варианта без структур подавления (рис. 1), но как один, так и другой вариант имеют коэффициент отражения, перекрывающий L1 диапазон по уровню -10дБ.

Результаты проделанной работы говорят о возможности замены трудно-изготавливаемого и тяжелого фланца на низкопрофильный, более дешевый и легкий аналог в виде ЧСП структуры.

Список литературы

1. High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band, Dan Sievenpiper, *Member IEEE, Lijun Zhang, Romulo F. Jimenes Broas, Nicholas G. Alexopolus, Fellow IEEE.* // Transaction on microwave theory and techniques. Vol. 47, no. 11, November 1999.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ УНИВЕРСАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ PHEMT ТРАНЗИСТОРА

К. С. Дмитриенко, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: konstsd@mail.com

Представлена методика определения параметров универсальной нелинейной модели pHEMT транзистора по измеренным вольтамперным характеристикам (ВАХ) и малосигнальным параметрам рассеяния при различных смещениях. В диапазоне частот до 40 ГГц исследована точность разработанной модели 0,18 мкм GaAs PHEMT транзистора с шириной затвора 6×50 мкм фирмы OMMIC.

Точность проектирования активных СВЧ устройств, работающих в нелинейном режиме, во многом определяется точностью используемых моделей транзисторов в широком диапазоне частот, режимов по постоянному току, входных возбуждений, нагрузочных импедансов и т.д. Стандартные нелинейные модели MESFET и HEMT транзисторов, представленные в существующих системах автоматизированного проектирования СВЧ устройств (Microwave Office, Advanced Design System, Serenade и др.), сводятся к двум группам, отличающихся описанием вольтамперных характеристик (Curtice-Ettenberg, Materka-Kacparzak) и двух нелинейных емкостей (модели Angelov) [1]. В этих моделях зависимости нелинейных элементов эквивалентной схемы транзистора от смещения аппроксимируются заранее выбранными аналитическими функциями определенного вида. Однако такие модели обладают двумя значительными недостатками. Во-первых, процесс подбора эмпирических коэффициентов функций является весьма трудоемким и нецеленаправленным. Во-вторых, часто оказывается, что указанные стандартные модели в принципе не могут с достаточной точностью одновременно воспроизвести ВАХ и малосигнальные параметры рассеяния конкретного транзистора при различных смещениях [1], поэтому они непригодны для точного проектирования СВЧ устройств.

В связи со сказанным сравнительно недавно были предложены так называемые универсальные (табличные) нелинейные модели СВЧ транзисторов, в которых

используется аппроксимация зависимостей элементов от напряжений с помощью полиномов или сплайнов [3]. Нелинейные параметры схемы определяются интегрированием зависящих от смещения элементов малосигнальной эквивалентной схемы. Достоинством таких моделей является высокая точность в широком диапазоне изменения режимов работы транзистора и частоты. Кроме того, процедура построения универсальной модели в принципе может быть формализована и автоматизирована.

Теоретические основы построения универсальных нелинейных моделей СВЧ транзисторов изложены в ряде работ [3 и др.], однако, как правило, они описаны в общих чертах. Поэтому для практического осуществления алгоритмов экстракции (генерации) нелинейных моделей по измеренным данным требуется сравнение предлагаемых подходов и разновидностей моделей, выбор и детализация наилучших вариантов, а также исследование точности моделей и возможности автоматизации процедуры экстракции. Этим вопросам и посвящена настоящая работа.

Процедура экстракции табличной нелинейной модели исследовалась на примере GaAs pHEMT транзистора. Вначале определяются параметры малосигнальной эквивалентной схемы транзистора (рис. 1 *а*) на основе методик [2, 3]. Исходными данными являются:

1) S-параметры транзистора в диапазоне частот от 3 до 20 ГГц при нулевом напряжении сток-исток и напряжении затвор-исток ниже напряжения отсечки;

2) S-параметры на одной из частот диапазона 1-5 ГГц при различных напряжениях смещения транзистора.

На первом этапе определяются внешние элементы эквивалентной схемы транзистора (R_g, R_d, R_s, L_g, L_d, L_s). При этом используется метод, предложенный в [2], который, в отличие от метода Dambrine, не требует дополнительного соотношения для определения внешних сопротивлений.

На втором этапе при известных внешних элементах с использованием S-параметров, измеренных на одной из частот диапазона 1-5 ГГц, вычисляются внутренние элементы (g_m, G_{ds}, R_{ds}, C_{gs}, C_{ds}, C_{gd} и постоянная времени частотной зависимости источника тока τ) при различных напряжениях смещения транзистора [2].

Далее определяются параметры нелинейной модели (рис. 1 *б*) путем интегрирования параметров малосигнальной эквивалентной схемы [4].

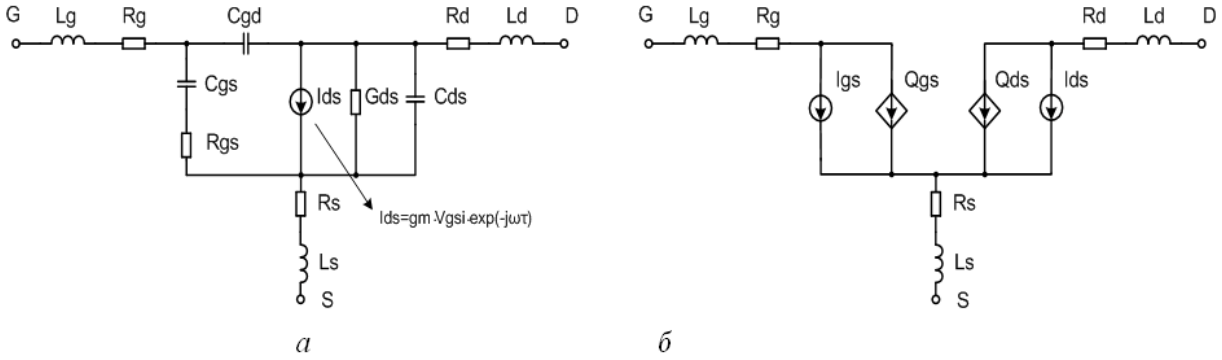


Рис. 1. Малосигнальная эквивалентная схема pHEMT транзистора (*а*); нелинейная модель полевого транзистора (*б*)

Функции, определяющие заряды затвор-исток и сток-исток, имеют вид:

$$Q_{gs}\left(V_{gs},V_{ds}\right)=\int_{V_{gs0}}^{V_{gs}}\left[C_{gs}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)+C_{gd}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)\right]dv_{gs}-\int_{V_{ds0}}^{V_{ds}}C_{gd}\left(V_{gs},v_{ds}\right)dv_{ds},$$

$$Q_{ds}\left(V_{gs},V_{ds}\right)=\int_{V_{gs0}}^{V_{gs}}\left[C_{m}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)-C_{gd}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)\right]dv_{gs}+\int_{V_{ds0}}^{V_{ds}}\left[C_{ds}\left(V_{gs},v_{ds}\right)+C_{gd}\left(V_{gs},v_{ds}\right)\right]dv_{ds}.$$

Функции, определяющие токи затвор-исток и сток-исток, записываются в виде:

$$I_{gs}\left(V_{gs},V_{ds}\right)=\int_{V_{gs0}}^{V_{gs}}G_{gs}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)dv_{gs}+I_{gs}\left(V_{gs0},V_{ds0}\right),$$

$$I_{dsRF}\left(V_{gs},V_{ds}\right)=\int_{V_{gs0}}^{V_{gs}}g_{m}\left(v_{gs},V_{ds0}\right)dv_{gs}+\int_{V_{ds0}}^{V_{ds}}G_{ds}\left(V_{gs},v_{ds}\right)dv_{ds}+I_{ds}\left(V_{gs0},V_{ds0}\right).$$

На основе данной методики в системе Advanced Design System была построена нелинейная модель 0,18 мкм GaAs pHEMT транзистора с шириной затвора 5×60 мкм фирмы OMMIC. Модель реализована с использованием компонента SDD (Symbolically Defined Device). Для построения использовались следующие данные:

1) выходные ВАХ;
2) значения S-параметров в диапазоне частот от 3 до 20 ГГц при V_{gs}=-0.9 В, V_{ds}=0 В;
3) значения S-параметров на частоте 3 ГГц в режиме малого сигнала в диапазоне напряжений V_{gs}=-0.9…0 В (ΔV_{gs}=0.1 В), V_{ds}=0…4 В (ΔV_{ds}=0.5 В).

Для учета низкочастотной дисперсии параллельно источнику тока стока I_{dsRF}, описывающему высокочастотные характеристики, был добавлен источник постоянного тока стока I_{dsDC}:

$$I_{ds}\left(\omega\right)=\frac{1}{1+j\omega}I_{dsDC}\left(\omega\right)+\frac{j\omega}{1+j\omega}I_{dsRF}\left(\omega\right).$$

Для оценки точности было выполнено сравнение характеристик разработанной универсальной модели транзистора и модели, представленной в библиотеке фирмы OMMIC. Моделирование показало, что ВАХ этих моделей хорошо совпадают, с практически достаточной точностью совпадают также малосигнальные параметры рассеяния при различных смещениях в диапазоне частот до 40 ГГц. На рис. 2 представлены формы тока и напряжения стока обеих моделей на частоте 12 ГГц при постоянных напряжениях V_{gs}=-0.15 В, V_{ds}=2 В для двух различных значений мощности возбуждения и нагрузки.

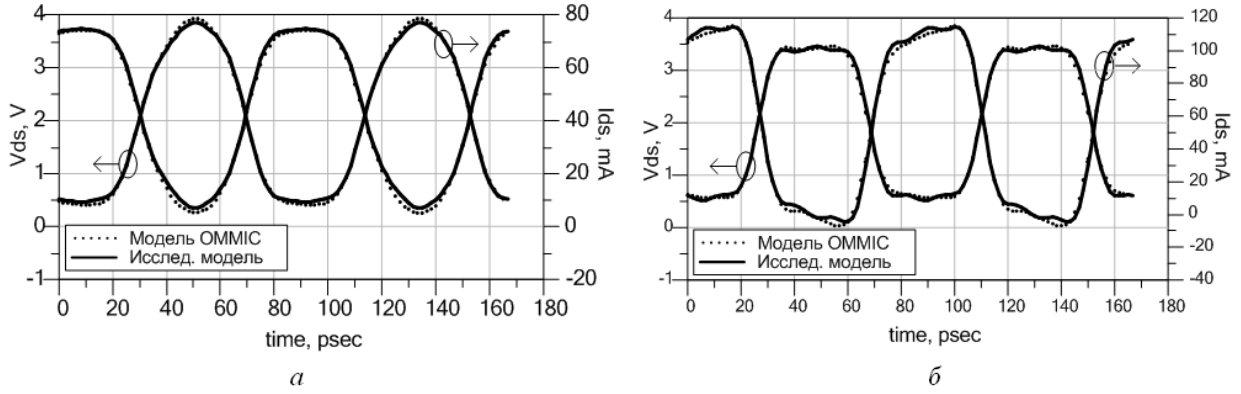


Рис. 2. Формы тока и напряжения стока: а) P_{in}=10 дБм, $R_н$=50 Ом; б) P_{in}=17 дБм, $R_н$=(25+j4) Ом

На рис. 3 представлены зависимости выходной мощности от входной для основной, второй и третьей гармоник при частоте сигнала 10 ГГц и сопротивлении нагрузки 50 Ом.

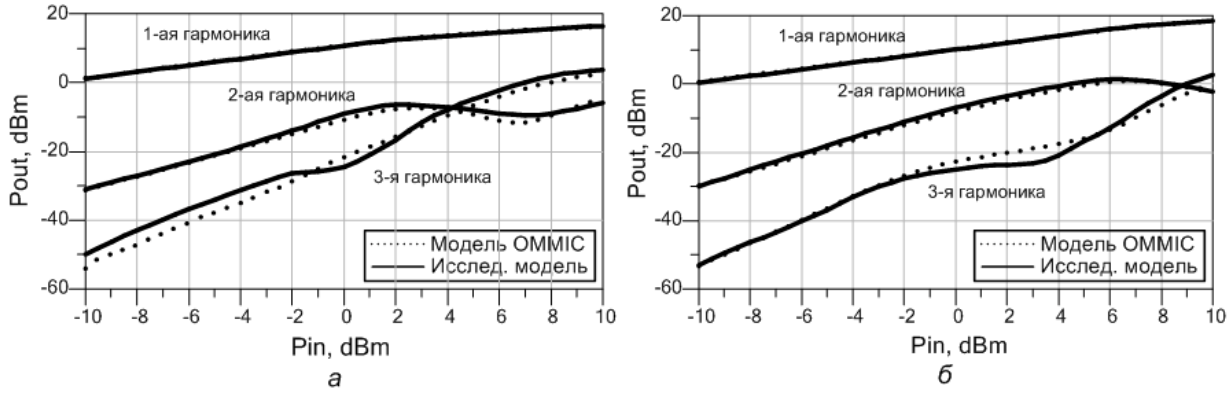


Рис. 3. Зависимости выходной мощности от входной для основной, второй и третьей гармоник: а) V_{gs}=-0.4 В, V_{ds}=2 В; б) V_{gs}=-0.5 В, V_{ds}=3 В

По результатам работы можно сделать следующие выводы. Исследованная методика экстракции универсальной нелинейной модели СВЧ транзистора может быть формализована и положена в основу соответствующего программного обеспечения. Разработанная табличная модель GaAs pHEMT транзистора хорошо описывает его характеристики на постоянном и переменном токе при различных условиях работы и может использоваться вплоть до частоты 40 ГГц. Дальнейшим развитием модели является учет шумов.

Список литературы

1. Климова А.В., Королев А.Н., Красник В.М. и др. Сравнение нелинейных моделей транзисторов с субмикронным затвором. Радиотехника, 2006 г. N 3, с. 72–77.

2. Man-Young Jeon, Byung-Gyu Kim, Young-Jin Jeon et al. A Technique for extracting small-signal equivalent-circuit elements of HEMTs // IEICE Trans. Electron. – 1999. – Vol. E82-C, N 11. – p. 1968–1976.

3. Berroth M., Bosch R. Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38, N 7. – p. 891–895.

4. Corbella I., Legido J.M., Naval G. Instantaneous Model of a MESFET for use in Linear and Nonlinear Circuit Simulations // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, N 7. – p. 1410–1421.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕМЕНТОВ КОПЛАНАРНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ GaAs

И. М. Добуш, А. А. Коколов, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем, ТУСУР
E-mail: igadobush@gmail.com

Представлены результаты проверки моделей элементов копланарных линий из стандартной библиотеки программного пакета Microwave Office (MWO) с целью их использования для проектирования GaAs СВЧ монолитных интегральных схем (МИС). Проверка выполнялась путем электромагнитного моделирования элементов и цепей на основе компланарных линий. Показано, что модели копланарных элементов из библиотеки MWO пригодны для проектирования СВЧ МИС с приемлемой точностью до частот порядка 40 ГГц.

Перспективным направлением радиоэлектроники является разработка и производство СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), в том числе в миллиметровом диапазоне волн. При этом существенный интерес представляет точность моделирования МИС, которая определяется качеством моделей элементов, находящихся в распоряжении разработчика.

В МИС миллиметрового диапазона вместо традиционной микрополосковой линии (МПЛ) в качестве основной линии передачи часто предпочитают использовать копланарную линию (КПЛ), особенно в Ka-, V- и W-диапазонах частот. Использование КПЛ повышает гибкость конструирования, упрощает исполнение при реализации некоторых функциональных устройств, а также имеет ряд других преимуществ. В табл.1 представлены сравнительные характеристики КПЛ и МПЛ [1].

Таблица 1. (Сравнение КПЛ и МПЛ)

Факторы	МПЛ	КПЛ
гибкость при проектировании	–	+
потери	+	–
дисперсия	–	+
связь между соседними линиями	–	+
размер чипа	+	0
необходимость металлизации подложки с обратной стороны	–	0
отсутствие сквозных отверстий	–	+

+ наиболее выгоден; 0 нейтрален; – наименее выгоден

В настоящей работе представлены результаты исследования моделей элементов копланарных линий из стандартной библиотеки программного пакета Microwave Office (MWO) с целью дальнейшего их использования для проектирования GaAs СВЧ МИС. Проверка выполнялась путем электромагнитного (ЭМ) моделирования элементов и цепей на основе компланарных линий в подпрограмме EM Sight и др. пакетах ЭМ.

На рис. 1 представлена исследуемая структура КПЛ [2], которая состоит из центрального проводника и полубесконечных земляных плоскостей, расположенных на одной стороне GaAs подложки.

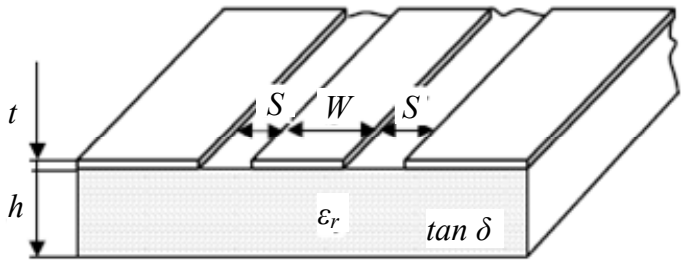


Рис. 1. Конфигурация копланарной линии

Здесь h – высота подложки, t –толщина металлизации, S – расстояние между центральным проводником и земляной плоскостью, W – ширина проводника, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки, tan δ – тангенс угла диэлектрических потерь.

К элементам копланарных линий относятся: отрезок КПЛ, неоднородности КПЛ (короткозамкнутый и холостоходный шлейфы, воздушный мост, изгиб линии, Т-соединение, перекрестное соединение и др.), а также пассивные сосредоточенные элементы (индуктивности, конденсаторы, резисторы и др.) – см. рис. 2.

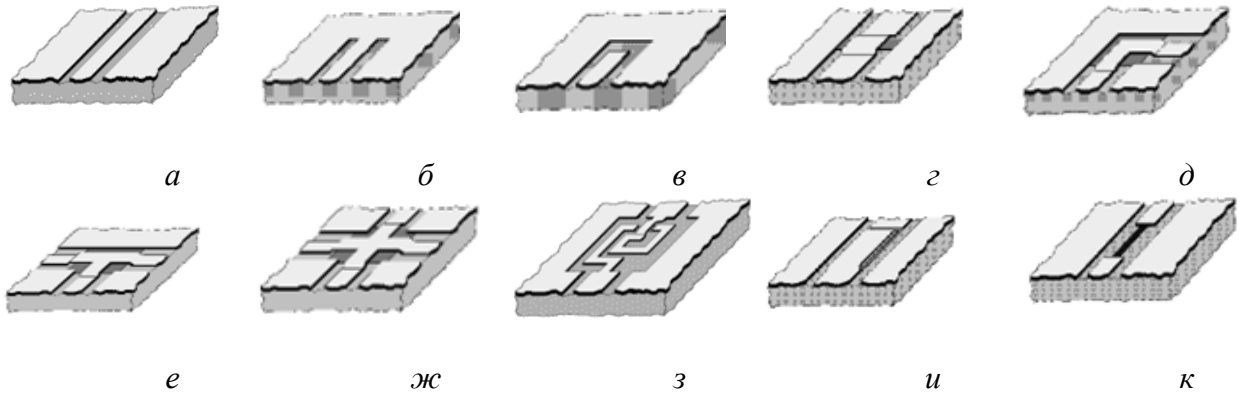


Рис. 2. Элементы копланарных линий: отрезок КПЛ (*а*), короткозамкнутый (*б*) и холостоходный (*в*) шлейфы, воздушный мост (*г*), изгиб (*д*), Т-соединение (*е*), перекрестное соединение (*ж*), индуктивность (*з*), конденсатор (*и*), резистор (*к*)

В ходе работы был проведен анализ моделей всех элементов, представленных на рис. 2. Ниже приведены результаты моделирования параметров рассеяния часто используемых структур в частотном диапазоне до 60 ГГц.

На рис. 3 представлены модель в MWO и результаты анализа симметричного Т-соединения (рис. 2 *е*), один из выводов которого заземлен. Размеры элементов: W=10 мкм, S=30 мкм, Wab=20 мкм (ширина воздушного моста), Hab=3 мкм (высота воздушного моста), длина подводящих линий L=195 мкм, длина короткозамкнутого шлейфа Lshunt=100 мкм. Результаты, полученные при помощи моделей MWO, имеют хорошее согласование с результатами полного ЭМ анализа. В среднем расхождение результатов не превышает 2%.

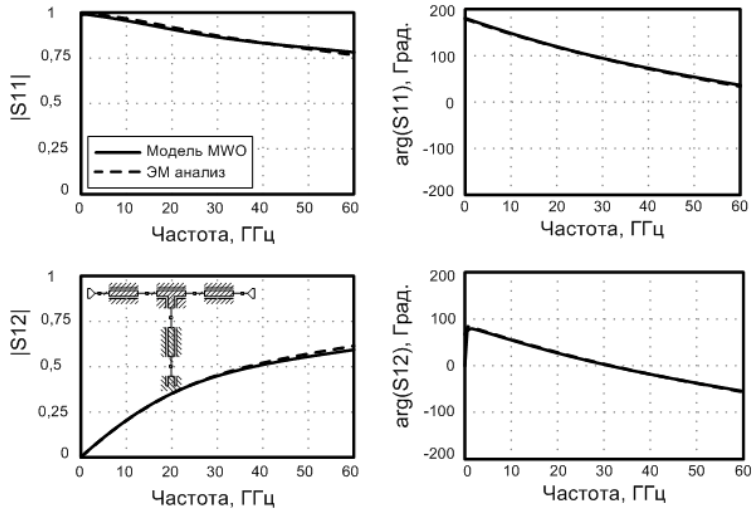


Рис. 3. Частотные зависимости S-параметров Т-соединения

На рис. 4 представлены модель в MWO и результаты моделирования межслойного конденсатора (МДМ-конденсатора), включенного в КПЛ. В качестве диэлектрика взят SiN толщиной 150 нм. Так как стандартная модель копланарного конденсатора в библиотеке MWO отсутствует, то для сравнения воспользуемся моделью микрополоскового МДМ-конденсатора с размерами W=30 мкм (ширина) и L=30 мкм (длина). Для того чтобы учесть эффект распределенности, подключим к выводам МДМ-конденсатора КПЛ с размерами L=15 мкм, S=30 мкм и W=30 мкм. Для ЭМ анализа использовалась структура копланарного конденсатора (рис. 2 *и*) с такими же геометрическими размерами. Результаты анализа при помощи моделей MWO хорошо совпадают с результатами ЭМ анализа, основное различие имеет параметр S11, отклонение параметра S12 не превышает 3%.

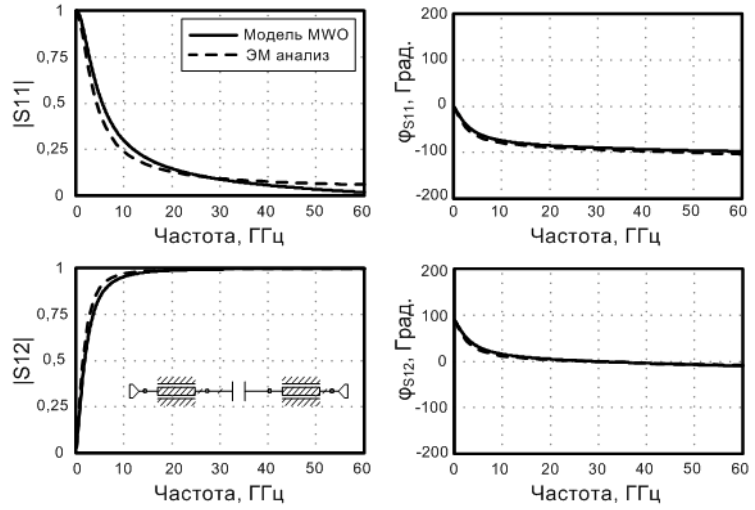


Рис. 4. Частотные зависимости S-параметров МДМ-конденсатора

На рис. 5 показаны модель в MWO и результаты моделирования входной согласующей цепи для малошумящего усилителя Ка-диапазона. Геометрические размеры структуры: W=10 мкм, S=30 мкм, Wab=20 мкм, Hab=3 мкм, длины линий – L1=50 мкм, L2=28 мкм, L3=10 мкм, Lshunt=114.6 мкм, размеры МДМ-конденсатора – W=25 мкм, L=32 мкм. Как и ранее, наиболее отличается параметр S11, отклонение его по модулю на частотах свыше 40 ГГц превышает 5%.

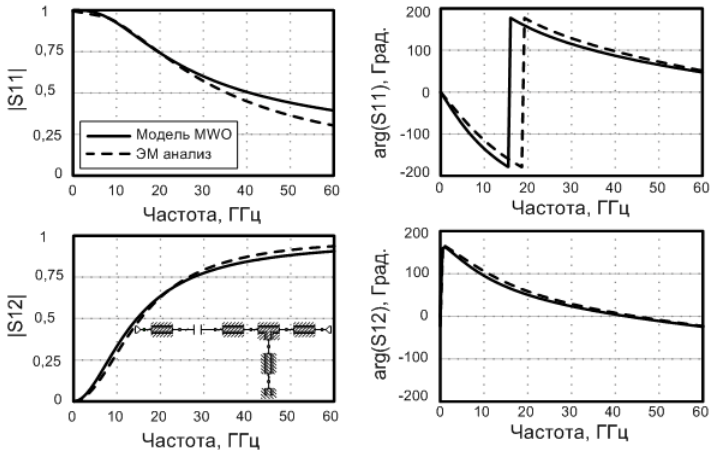


Рис. 5. Частотные зависимости S-параметров согласующей цепи

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы. Модели копланарных элементов из стандартной библиотеки MWO пригодны для проектирования СВЧ МИС до 40 ГГц с погрешностью не более 5%. Для устройств, работающих на частотах свыше 40 ГГц, необходимо уточнять модели элементов.

В настоящее время с помощью указанной библиотеки ведется проектирование малошумящего усилителя Ка-диапазона. Однако для достоверного проектирования результаты моделирования необходимо подтвердить измерениями.

Список литературы

1. http://www.imst.com/coplan/manual.html

2. Simons N. Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems/ John Wiley & Sons, 2001. – 464 pp.

ОПТИМИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА НА ДВУХМОДОВЫХ СВЕРНУТЫХ РЕЗОНАТОРАХ

И. А. Довбыш, В. В. Тюрнев (научный руководитель)

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок, 50/38
E-mail: ivandov@yandex.ru

Разработан эффективный метод оптимизации микроволновых фильтров на двухмодовых резонаторах, использующий априорные знания о характере зависимости параметров полосы пропускания от резонансных частот и связей резонаторов. Показано, что правила интеллектуальной оптимизации фильтров, сформулированные ранее для случая одномодовых резонаторов, применимы и для случая двухмодовых резонаторов. Для этого необходимо каждому двухмодовому резонатору фильтра сопоставить свою пару мнимых одномодовых резонаторов, частоты связанных колебаний которой совпадают с частотами двухмодового резонатора. Написана компьютерная программа синтеза фильтра. Спроектирован и изготовлен широкополосный фильтр. Проведено сравнение расчетных и измеренных частотных характеристик. Показано, что одномерная модель фильтра обеспечивает приемлемую точность анализа

конструкции. Исследована зависимость геометрических параметров конструкции от ширины полосы пропускания и диэлектрической проницаемости подложки.

Оптимизация микроволновых фильтров в современных САПР СВЧ с помощью стандартных универсальных методов требует опыта работы и больших затрат времени. Более эффективным является интеллектуальный метод, использующий априорные знания об оптимизируемом устройстве [1–2]. Этот метод впервые был применен в экспертной системе Filtex32, предназначенной для автоматизированного проектирования и исследования полосковых и микрополосковых фильтров [3]. До сих пор его использование ограничивалось стандартным случаем, когда в формировании полосы пропускания участвует только одна мода колебаний от каждого резонатора фильтра. Однако последние годы ведутся исследования по разработке конструкций, в которых одновременно две моды колебаний от каждого резонатора вовлечены в формирование полосы пропускания. Такие резонаторы называют двухмодовыми [4]. Их использование повышает селективные свойства фильтра.

В настоящей работе интеллектуальный метод оптимизации фильтров обобщен для случая двухмодовых резонаторов. Он реализован для широкополосного двухрезонаторного микрополоскового фильтра на свернутых резонаторах со скачком волнового сопротивления (рис. 1) [5]. Такой фильтр отличается особой миниатюрностью и имеет частотную характеристику четырехзвенного фильтра на одномодовых резонаторах [6].

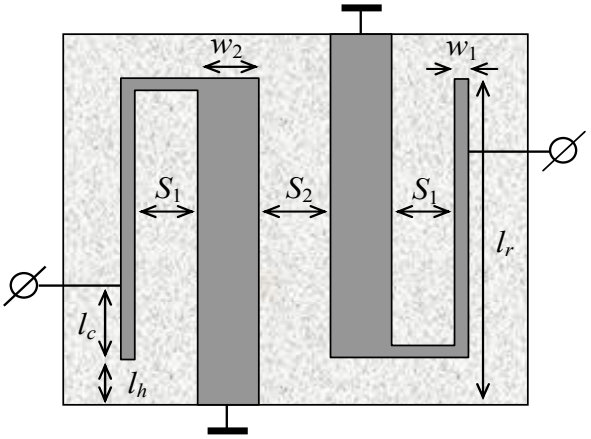


Рис. 1. Микрополосковый фильтр

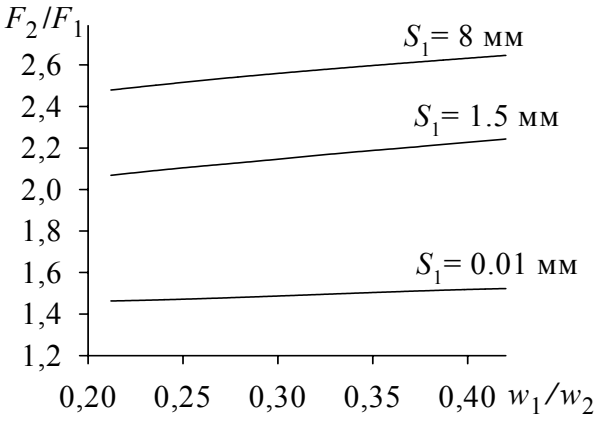


Рис. 2. Отношение резонансных частот

Целью интеллектуальной оптимизации фильтра СВЧ является получение требуемой частотной характеристики в полосе пропускания путем варьирования минимального количества конструктивных параметров. Остальные параметры в дальнейшем могут быть использованы для оптимизации полосы заграждения или миниатюризации конструкции.

Отклонение текущих параметров полосы пропускания от требуемых значений характеризуем вектором **D** с компонентами

$$D_1 = (F_c - F_0)/F_0, \qquad D_2 = (\Delta F_c - \Delta F_0)/\Delta F_0,$$
$$D_3 = (R_1 + R_2 + R_3)/3 - R_0, \quad D_4 = R_1 - R_3, \quad D_5 = R_2 - (R_1 + R_3)/2,$$

где F_c, ΔF_c, R_1, R_2, R_3 – текущие значения центральной частоты полосы пропускания, ее ширины и трех максимумов отражения мощности, а F_0, ΔF_0 и R_0 – их требуемые значения. В интеллектуальной оптимизации вектор **D** играет роль целевой функции.

Интеллектуальная оптимизация представляет собой последовательность операций коррекции, каждая из которых направлена на устранение только одного из типов искажений частотной характеристики, характеризуемого максимальной по абсолютной величине компонентой вектора **D** [3]. Оптимизация завершается, когда ни одна из компонент вектора **D** не превышает по абсолютной величине заданное предельно допустимое значение.

Исследование влияния варьирования параметров выбранной конструкции на ее частотную характеристику в рамках одномерной модели позволяет сделать следующий вывод. Для построения операторов коррекции, сопряженных компонентам вектора **D**, можно использовать известные правила [3], сформулированные в терминах резонансных частот и связей резонаторов, если каждому двухмодовому резонатору фильтра сопоставить мнимую пару связанных одномодовых резонаторов, частоты связанных колебаний которых совпадают с частотами двухмодового резонатора. Применительно к рассматриваемой конструкции эти правила можно выразить следующим образом.

Отклонение, характеризуемое $D_1>0$, устраняется одновременным понижением резонансных частот всех мнимых резонаторов, то есть увеличение длины l_r.

Отклонение, характеризуемое $D_2>0$, устраняется одновременным уменьшением всех связей резонаторов, то есть увеличением зазора S_2 и одновременным уменьшением зазора S_1. Последнее утверждение подтверждают расчетные графики на рис. 2 (w_1+w_2=const). Возможна и другая, альтернативная, операция. Это — увеличение ширины w_1 и одновременное уменьшение ширины w_2.

Отклонение, характеризуемое $D_3>0$, устраняется увеличением кондуктивной связи резонаторов с внешним трактом, то есть уменьшением длины l_c.

Отклонение, характеризуемое $D_4>0$, устраняется коррекцией разности частот резонаторов мнимой пары, то есть увеличением ширины w_1 и w_2.

Отклонение, характеризуемое $D_5>0$, устраняется увеличением связи между резонаторами мнимой пары и одновременным уменьшением связи между реальными резонаторами, то есть одновременным увеличением зазоров S_1 и S_2.

Эти правила интеллектуальной оптимизации были реализованы в компьютерной подпрограмме, подключаемой к экспертной системе Filtex32. Работа с подпрограммой показала высокую эффективность и надежность интеллектуального метода оптимизации.

При расчете частотной характеристики использовалась одномерная модель фильтра, содержащая соединенные между собой одиночные и связанные отрезки микрополосковых линий. Для проверки точности расчета был синтезирован и изготовлен фильтр на подложке размером 3,5×24×1 мм^3 с диэлектрической проницаемостью ε_r=80. Сравнение расчетных (линии) и измеренных (точки) характеристик, показанных на рис. 3, говорит о приемлемой точности расчетной модели.

Проведено исследование зависимости геометрических параметров от диэлектрической проницаемости подложки и относительной ширины полосы пропускания, нормированной на центральную частоту. На рис. 4 показана область существования решения задачи синтеза, ограниченная условиями $S_1,S_2>10$ мкм, $w_1,w_2 >$ 100 мкм, $l_c>0$.

На рис. 5 и рис. 6 для двух значений ε_r построены зависимости, соответственно, зазоров и ширины проводников от относительной ширины полосы пропускания при условии $S_1=S_2$. Последнее условие позволяет максимально повысить величину узкого зазора. Оно достигается варьированием отношения w_1/w_2 вместо S_2/S_1.

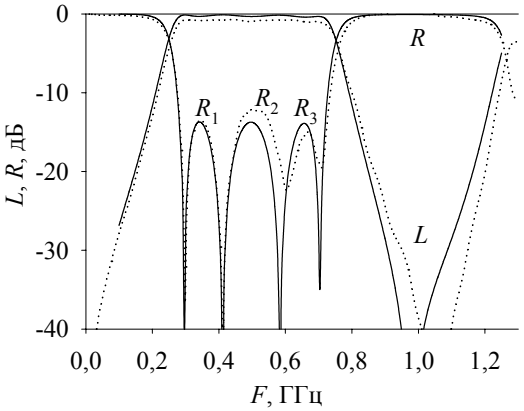


Рис. 3. Частотная характеристика

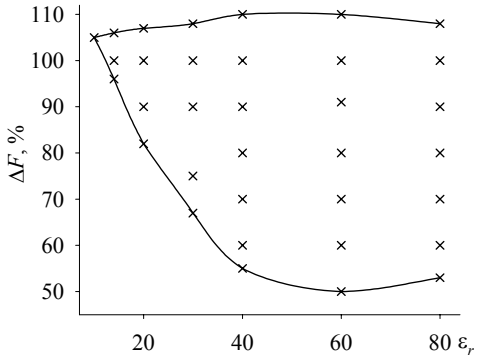


Рис. 4. Область реализуемости

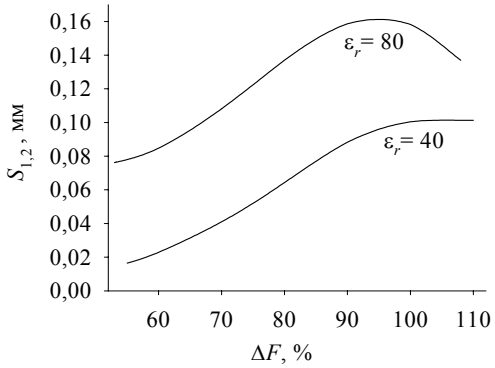


Рис. 5. Зазоры между проводниками

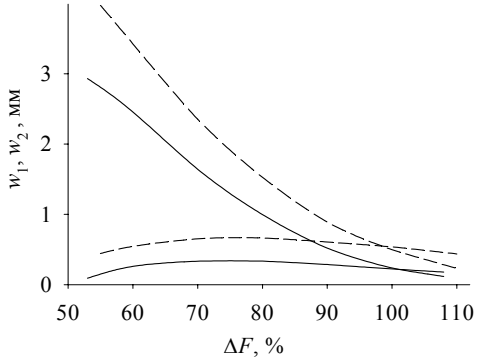


Рис. 6. Ширина проводников

Видно, что микрополосковый фильтр на двухмодовых резонаторах можно реализовать на подложке с диэлектрической проницаемостью ε_r не ниже 9,8 и с относительной шириной полосы пропускания не уже 50 %. Попытка синтезировать фильтр с ε_r<9,8 приводит к узким зазорам S_1, S_2 менее 10 мкм.

Увеличение относительной ширины полосы пропускания сопровождается уменьшением скачка ширины полоскового проводника w_2/w_1. Скачок w_2/w_1 плавно исчезает, когда относительная ширина полосы пропускания приближается к 100 %. Именно к этому случаю относятся графики на рис. 3.

Авторы выражают благодарность А.А. Лексикову за помощь в проведении эксперимента.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам при Президенте Российской Федерации (государственная поддержка ведущих научных школ РФ, грант НШ-3818.2008.3).

Список литературы

1. Беляев, Б. А., В. В.Тюрнев. Изв. вузов. Физика. 2006. Т. 49. № 9, Приложение, С. 164.

2. Беляев, Б. А., В. В. Тюрнев, 16[я] Межд. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2006. Севастополь. Т. 2. С. 517.

3. Беляев, Б. А., С. В. Бутаков, В. В. Тюрнев *и др*, 15[я] Межд. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2005. Севастополь. С. 504.

4. Hong, J.-S., M. J. Lancaster. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons, Inc. 2001.

5. Беляев, Б. А., Л. Т. Рачко, А. М. Сержантов. Патент RU 2182738, Б.И. № 14, 2002.

6. Сержантов, А.М., Б.А. Беляев. Решетневские чтения: Тезисы докл. IV Всерос. научно-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов. Красноярск: САА, 2000. С. 24.

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЯЕМОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СВЧ НАНОСХЕМ

В. Г. Карачаков, А. Ф. Копылов, Н. А. Алексеева (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660041, Красноярск, пр.Свободный, 76
E-mail: kopAPh @yandex.ru

В настоящей работе представлены результаты численного моделирования амплитудно-частотных (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик коэффициента передачи мощности через отрезок управляемой микрополосковой линии (УМПЛ). Моделируемая линия представляет микрополосковую структуру, расположенную на активном слое арсенида галлия, сформированном на соответствующей полуизолирующей подложке. УМПЛ образует контакт Шоттки либо МДП-структуру к активному слою полупроводника и управляется путем изменения постоянного напряжения между металлом микрополосковой линии и её заземленным основанием. Частотные характеристики приведены для нулевого и макимального значений потенциалов в канале активного слоя полупроводника под полоской линии при заданных электрофизических параметрах УМПЛ. Обсуждаются принципы и механизмы работы УМПЛ, позволяющие осуществлять электрическое управление параметрами линии. Полученные результаты показывают возможность использования линии такого типа в качестве базового элемента для реализации СВЧ устройств с управляемыми АЧХ и ФЧХ при построении современных наноэлектронных СВЧ схем.

Развитие электроники, радиотехники и связи идет по пути совершенствования физических, технологических и схемотехнических принципов, методов и способов реализации устройств, предлагаемых этим направлением науки и техники [1].

В связи с этим, интересным представляется попытка использования в качестве базового элемента для реализации ряда устройств СВЧ наноэлектроники управляемой микрополосковой линии передачи (УМПЛ) [2], одна из первых публикаций о которых была осуществлена, вероятно, Гаккелем и др. в 1967 году [3]. Это устройство содержит отрезок микрополосковой линии передачи, расположенный на активном слое полупроводника между парой омических контактов к этому слою; линия передачи при этом образует с активным полупроводниковым слоем контакт Шоттки, либо МДП-структуру.

На рис.1 показаны результаты моделирования частотных характеристик УМПЛ: кривая 1 – модуль коэффициента передачи по мощности K_P (АЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 2 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В; кривая 3 – фаза φ_{K_P} коэффициента передачи по мощности (ФЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 2 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В. Электрофизические параметры УМПЛ при этом были выбраны следующими: материал полупроводниковой структуры – GaAs с равновесной концентрацией носителей заряда в активном n-слое полупроводника $n_0 = 1 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$ при подвижности носителей заряда в слабых электрических полях $\mu_0 = 3800 \text{см}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ и толщине активного слоя 10 мкм, толщина полуизолирующей подложки составляла 270 мкм; длина линии составляла 10 мм при расчетном волновом сопротивлении около 40 Ом при нулевом управляющем напряжении в канале линии. Такие соотношения толщин активного слоя УМПЛ (10 мкм) и полуизолирующей подложки (270 мкм) выбраны для оценки возможности максимального управления различными характеристиками линии при реальных толщинах активного слоя.

Как видно на рис.1, наиболее существенное изменение частотных характеристик (и АЧХ и ФЧХ) происходит на более низких частотах выбранного частотного диапазона 6-14

ГГц. Кроме того, при увеличении управляющего напряжения U_C в канале УМПЛ затухание растет. Мы полагаем, что такое аномальное поведение коэффициента передачи по мощности K_P от частоты (так как следовало ожидать увеличения K_P с ростом U_C в линии из-за уменьшения погонного затухания в ней) в данном случае обусловлено особенностями изменения волнового сопротивления моделируемого отрезка УМПЛ, которое при увеличении управляющего напряжения в канале линии U_C увеличивается и расстройка волнового сопротивления отрезка УМПЛ относительно стандартной нагрузки на входе и выходе отрезка линии увеличивается. Такие соображения подтверждаются тем, что с увеличением управляющего напряжения U_C в канале линии величина фазового сдвига также увеличивается (это происходит из-за уменьшения погонной емкости линии и, соответственно, увеличения волнового сопротивления линии).

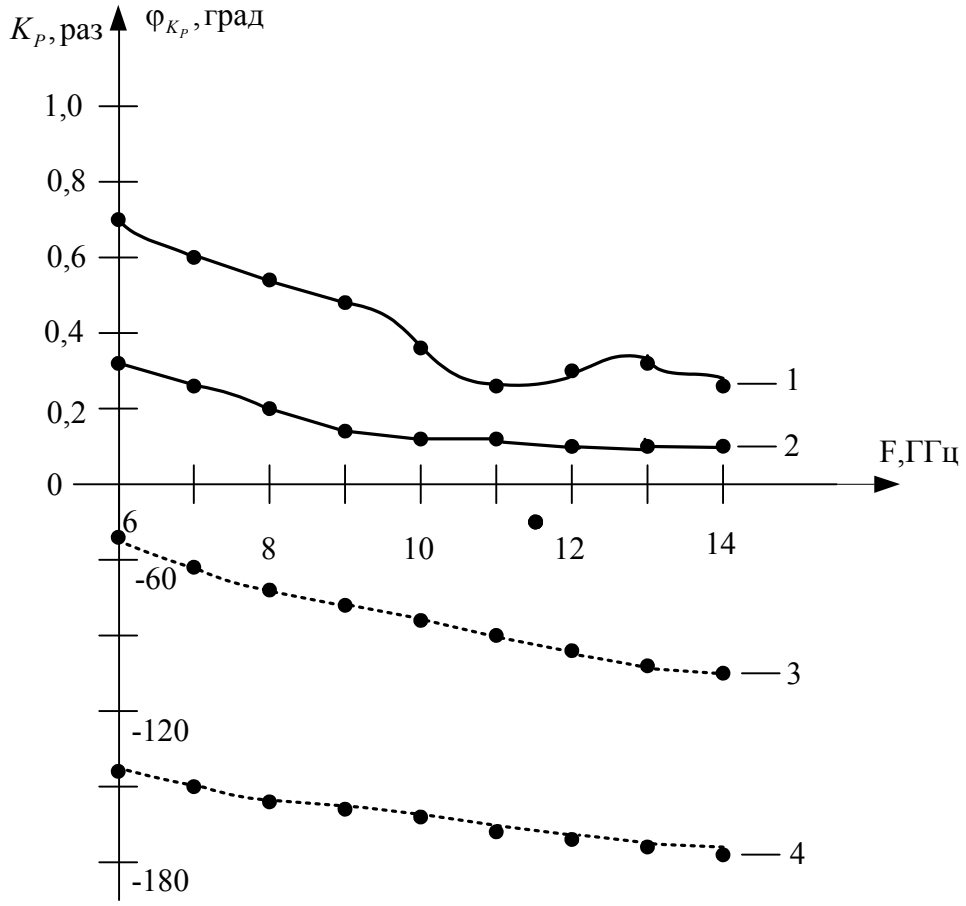


Рис. 1. Амплитудно-частотные K_P и фазочастотные φ_{K_P} характеристики отрезка УМПЛ

Последние соображения, на наш взгляд, следует пояснить более подробно. При увеличении напряжения U_C в канале УМПЛ (в активном слое полупроводника под металлом микрополосковой линии), происходит изменение величины емкости слоя объемного заряда под металлом УМПЛ в сторону увеличения толщины части слоя, занятой этим зарядом. Вследствие этого, происходит уменьшение погонной емкости УМПЛ на величины, пропорциональные соотношению толщины активного слоя полупроводника в канале линии и толщины полуизолирующей полупроводниковой

подложки. Из-за этого значительно изменяется величина волнового сопротивления линии, обратно пропорциональная корню квадратному из величины погонной емкости УМПЛ. В результате этого процесса отрезок УМПЛ, имевший изначально волновое сопротивление ниже стандартных подключенных к его входу и выходу 50-Омных нагрузок (около 40 Ом), приобретает волновое сопротивление, значительно превышающее 50 Ом (в нашем случае волновое сопротивление УМПЛ при управляющем напряжении в канале $U_C = 80$ В становится равным более 160 Ом). Естественно, что рассогласование отрезка УМПЛ с начальным волновым сопротивлением 40 Ом (при $U_C = 0$ В) меньше, чем рассогласование того же отрезка УМПЛ с волновым сопротивлением 160 Ом при $U_C = 80$ В. Таким образом, из-за увеличения рассогласования отрезка УМПЛ с нагрузками на его входе и выходе, происходит увеличение потерь на отражение при передаче СВЧ сигнала в отрезке УМПЛ при увеличении управляющего напряжения U_C в канале линии.

Настоящее моделирование частотных свойств УМПЛ позволяет дополнить проведенные ранее исследования этой линии [2,4-6,10] пониманием влияния рассогласования на АЧХ и ФЧХ линии. Заметим, что для полноты картины проведенных исследований, наряду с исследованием АЧХ и ФЧХ линии, следует в дальнейшем исследовать поведение частотных характеристик коэффициента отражения от входа линии при заданных нагрузках на её входе и выходе, а также частотных характеристик модуля волнового сопротивления и мнимой и действительной составляющих константы распространения в линии.

Нам представляется, что проведенные нами исследования [2,4-6,10] в сочетании с аналогичными исследованиями иностранных авторов [7-9] позволяют надеяться, что применение принципов построения и работы УМПЛ позволит в определенной степени решить некоторые задачи схемотехнического проектирования элементов и устройств СВЧ наносхем.

Список литературы

1. R.Sorrentino, T.Oxley, G.Salmer et. al. Microwaves in Europe // IEEE Trans. on MTT-50. 2002.-№3, P.P.1056-1072.

2. Копылов А. Ф., Ризуненко, В. И. Исследование микрополосковой линии передачи с управляемым затуханием на арсениде галлия / Редколл.журн.”Известия вузов. Радиоэлектроника” Деп. в ВИНИТИ 06.12.90, №6145-В90, 23 с.

3. Guckel, H., Brennan, P. A., Palocz, I. A Parallel-Plater Waveguide Approach to Microminiaturized, Planar Transmission Lines for Integrated Circuits / IEEE Trans. on MTT-15.-№8.-1967.-P.P.468-476.

4. Попов, А. Р., Копылов, А. Ф., Ризуненко, В. И. Микрополосковая линия с управляемыми параметрами / В кн.:Электродинамика и радиофизическое приборостроение. Днепропетровск, ДГУ, 1985, с.82-84.

5. Копылов, А.Ф. Экспериментальное и теоретическое исследование управляемой МПЛ на арсениде галлия / Сб.тез.докл.Красноярской краевой конф. Красноярск, 1986, с.100.

6. Копылов, А. Ф., Голованов, С. И., Каркунов, Е.Н. Исследование микрополосковой линии передачи на полуизолирующем арсениде галлия / Сб. тез. докл. краевой конф. ”Интегральная электроника СВЧ” .Красноярск, 1987, с.35.

7. Ahamdi, M.R.N., Safavi-Naeini, S. On-chip Antennas for 24,60 and 77 GHz Single Package Transceivers on Low Resistivity Silicon Substrate / IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp., 2007, P.P.5059-5062.

8. Hoivik, N., Liu D., Jahnes, C.V., et al. High-Effeiciency 60 GHz Antenna Fabricated

Using Low-Cost Silicon Micromaching Techniques / IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp., 2007, P.P.5043-5046.

9. Gharavi, S., Mojahedi, M. Theory and Application of Gain-Assisted Periodically Loaded Transmission Lines with Negative or Superluminal Group Delays / IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp., 2007, P.P.2373-2376.

10. Копылов, А. Ф., Гнитиев, В. П. Электрически управляемая микрополосковая линия как базовый элемент для реализации СВЧ-наносхем / Сб. научн. ст. “Современные проблемы радиоэлектроники”.-Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2008.-с. 95-97.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ «НА ПРОХОД» НА ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Е. Г. Касаткина, Л. Г. Плавский

Новосибирский государственный технический университет
630092, пр. К.Маркса, 20
E-mail: plav@ngs.ru

В статье рассматриваются вопросы проектирования фильтров на нерегулярных линиях передачи, используемых в умножителях частоты. Предложен метод расчета полосно-пропускающего фильтра, образованного экспоненциальными дивергентными и конвергентными линиями передачи, на основе метода низкочастотного прототипа. Приведенные экспериментальные данные подтверждают перспективность использования линий нерегулярной структуры в качестве полосно-пропускающих фильтров гигагерцового диапазона.

При проектировании умножителей частоты и других нелинейных устройств возникает задача подавления паразитных гармоник за нужной полосой пропускания. Известные недостатки фильтров на регулярных линиях передачи, связанные с периодичностью возникновения паразитных полос, вынуждают разработчиков изыскивать другие варианты построения фильтров. Одним из таких является использование нерегулярных линий передачи, из которых являются привлекательными экспоненциальные линии в силу простоты описания и технологичности [1].

Рассмотрим вариант такого полосно-пропускающего фильтра (ППФ).

Исходя из метода низкочастотного прототипа [2], можем представить его в виде схемы на сосредоточенных элементах (рис.1). Здесь для удобства реализации на СВЧ введены инверторы проводимости (*J*-инверторы), реализуемые в виде емкостного зазора между резонаторами. Резонаторы выполняются в виде конвергентной и дивергентной линий, соединенных между собой высокоомными выводами (рис.2).

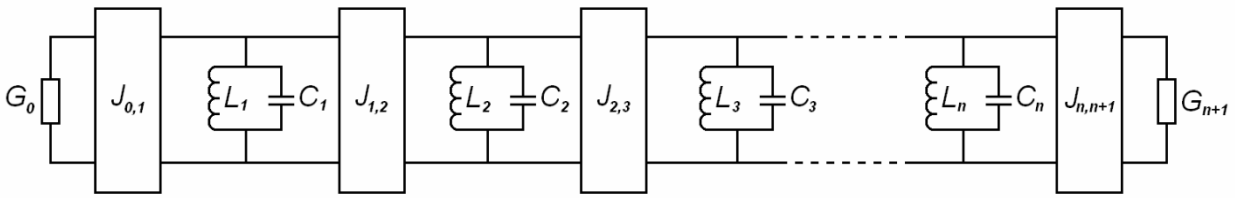


Рис. 1

Для расчета ППФ на распределенных постоянных необходимо ввести критическую частоту $\omega_{кр}$, при которой фазовая постоянная $\beta = 0$. При этой $\omega_{кр}$ должно обеспечиваться равенство [3]:

$$\omega_{\Pi} = x \cdot \omega_0,$$

где ω_{Π} - круговая частота первой паразитной полосы;

x - величина, определяющая во сколько раз ω_{Π} превышает резонансную частоту.

Значение ω_{Π} находится из соотношения [3]:

$$\omega_{\Pi} = n \cdot \pi \cdot \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{\omega_{кр}^2}{\omega_0^2} + \frac{\left(1 - {\omega_{кр}^2}/{\omega_0^2}\right)}{p}},$$

где $p = \operatorname{arctg}\sqrt{\frac{\omega_0^2}{\omega_{кр}^2} - 1}$, $n = 1,2,3,\ldots$;

n - номер паразитной полосы.

В работе [1] найдено условие резонанса в виде:

$$2\bar{\Gamma}\cos(\bar{\Gamma} \cdot l) - \delta \cdot \sin(\bar{\Gamma} \cdot l) = 0,$$

где $\bar{\Gamma} = j\Gamma$;

$\bar{\Gamma} = \sqrt{\gamma^2 + \frac{\delta^2}{4}}$ - коэффициент отражения;

$\gamma = j\beta$ - коэффициент распространения в линии без учета потерь;

$\delta = \frac{2\omega_{кр}}{V}$ - параметр конусности [4],

где V - скорость электромагнитной волны в свободном пространстве.

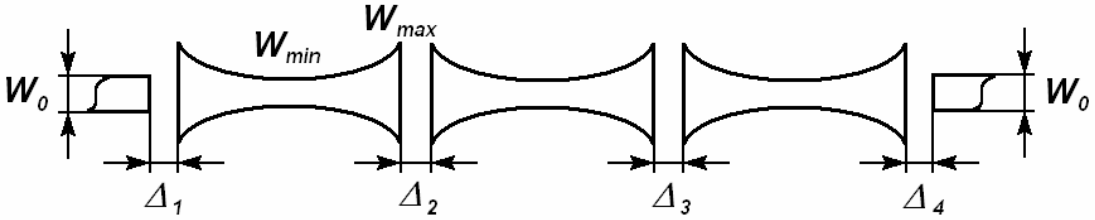


Рис. 2

Инвертор проводимости в виде, приведенном на рис.3, обеспечивает фазовый набег $-90°$. Это означает, что примыкающие к емкости участки линий ${\varphi}/{2}$ будут иметь отрицательную длину. Следовательно, необходимо укоротить резонатор в сравнении с его резонансной длиной. Коэффициенты инверторов

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_a \cdot b_1 \cdot 2\Delta f}{g_0 \cdot g_1 \cdot \omega_c'}}; \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_b \cdot b_n \cdot 2\Delta f}{g_n \cdot g_{n+1} \cdot \omega_c'}}; \quad J_{j,j+1} = \sqrt{\frac{(2\Delta f)^2 \cdot b_j \cdot b_{j+1}}{(\omega_c')^2 \cdot g_j \cdot g_{j+1}}};$$

$$j = 1,2,\ldots(n-1),$$

где G_a, G_b - проводимости нагрузок фильтра;

b_j - параметр крутизны резонаторов;

g_j, ω_c' - параметры прототипа НЧ.

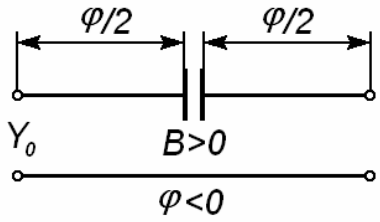


Рис. 3

Параметр крутизны реактанса параллельных резонаторов b_j рассчитывается из условия эквивалентности сосредоточенных и распределенных параметров

$$b_j = {\omega_0}/{2} \cdot K_v,$$

где $K_v = {N_2}/{Y_{01}} \cdot N$ (вычеты в полюсах);

$$N_1 = \frac{2\cdot(a_1-1)\cdot \operatorname{arctg}\sqrt{a_1-1}}{\sqrt{a_1-1}+2\cdot({}^{2}/_{a_1}-1)};$$

$$N_2 = \omega_{кр}\cdot(a_1 + {}^{1}/_{a_1} - 2);$$

$$a_1 = {\omega_0^2}/{\omega_{кр}^2}\ .$$

Тогда нормированные к волновому сопротивлению W_0 коэффициенты инверторов проводимости будут $J'_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{Y_{01}}$, а проводимости емкостных связей можно вычислить так:

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_{01}} = \frac{J_{j,j+1}/Y_{01}}{1-(J_{j,j+1}/Y_{01})^2}.$$

Тогда отрицательные длины инверторов

$$\Delta_{j,j+1} = \frac{d}{\pi}\cdot \ln\left[\operatorname{ctg}\left(\frac{\lambda}{2h}\cdot B_{j,j+1}\cdot W_0\right)\right],$$

где h - толщина подложки;

W_0 - волновое сопротивление подводящей линии.

Зная все отрицательные длины инверторов находим истинные значения длин резонаторов

$$l_j = l_p + \frac{\Delta_{j,j+1}}{2} + \frac{\Delta_{j+1,j+2}}{2}; \qquad l_n = l_p + \frac{\Delta_{n-1,n}}{2} + \frac{\Delta_{n,n+1}}{2}.$$

С учетом экспоненциального закона изменения волнового сопротивления

$$W(l) = W_0 \cdot \exp(\delta l)$$

находим профиль нерегулярного резонатора.

На основе приведенной методики был спроектирован трехзвенный фильтр со средней частотой 3 ГГц. Поскольку фильтр предназначался для фильтрации выходного сигнала удвоителя частоты, особое внимание уделялось подавлению паразитных полос до 2-й гармоники и после нее. Отмечено высокое подавление первой гармоники (лучше 60 дБ), а также 3, 4 и 5 гармоник (не хуже 40 дБ), что свидетельствует о перспективности применения таких фильтров в умножителях частотным (рис.4). Ряд экспериментов показал хорошее совпадение расчета с экспериментом (по величине затухания точность не хуже 8%, по КСВн – не хуже 11%).

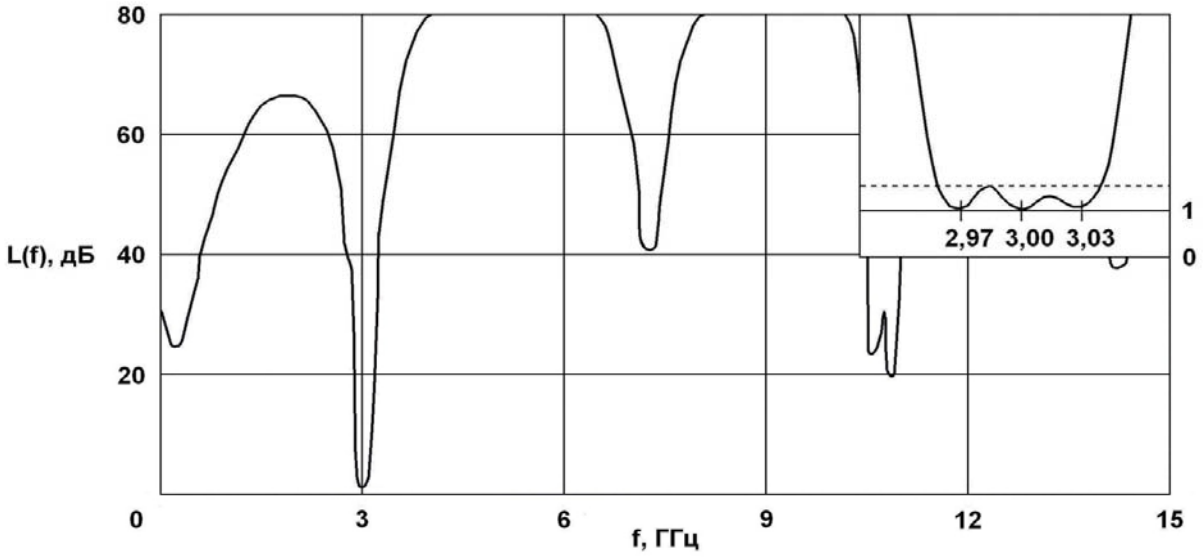


Рис. 4

Список литературы

1. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 386 с.

2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2 томах. Том 1: Пер. с англ. / Под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 439 с.

3. Козловский В.В., Сошников В.И., Бычковский В.А. и др. Синтез устройств СВЧ на неоднородных линиях. - Киев: Тэхника, 1991. – 160 с.

4. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ. (Часть 1) – Новосибирск: НГТУ, 1994. – 291 с.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ПЕРЕПАДА ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПЛАВНОНЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Д. Н. Клименко

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: angryn@mail.ru.ru

В статье рассматривается определение перепада волнового сопротивления плавнонерегулярной линии передачи по заданному спектру линии, что позволило применять различные методы оптимизации, налагая ограничения на физическую реализуемость такой линии. Расчетные значения перепада волнового сопротивления сравнивались со значениями, полученными по выведенным формулам.

Введение

Технический прогресс в области создания современной сверхвысокочастотной аппаратуры радиосвязи во многом определяется уровнем конструкторско-технологических и эксплуатационных показателей частотно-избирательных устройств.

Традиционным путем расширения полосы рабочих частот ВЧ и СВЧ устройств является применение в их составе отрезков нерегулярных линий передачи (НЛП), первичные параметры которых зависят от продольной координаты. В отличие от регулярной линии передачи, использование НЛП открывает дополнительные возможности использования их для варьирования как электрическими, так и конструкторско-технологическими параметрами радиоустройств.

Тем не менее, такая линия имеет основное ограничение на перепад волнового сопротивления, поэтому настоящая работа посвящена определению минимального и максимального значения волнового сопротивления НЛП ещё до её непосредственного синтеза, по заданному спектру линии. На сегодняшний день это является актуальной задачей, в силу того, что определение данного параметра до синтеза линии позволяет применять методы оптимизации, налагая ограничения на физическую реализуемость линии при той или иной технологии. Так же в настоящее время эта проблема не затрагивалась авторами, занимающимися синтезом и анализом нерегулярных линий передачи.

Теория

Основываясь на методике синтеза описанной в [1], выведем соотношения для определения максимального и минимального значения волнового сопротивления НЛП.

Воспользуемся спектральным подходом [2]. Сущность данного подхода состоит в том, что функциональные возможности различных устройств рассматриваются с позиции собственных частот элемента Z_{11} матрицы сопротивлений. Таким образом, изменением расположения собственных частот на оси частот можно варьировать свойствами базового элемента на НЛП. С позиций спектрального подхода все базовые элементы различаются только спектрами.

Рассмотрим короткозамкнутую линию передачи. Как известно индуктивность эквивалентного контура определяет полюса входного сопротивления, а емкость – нули входного сопротивления. Запишем индуктивность эквивалентного контура нерегулярной линии передачи следующим образом:

$$L_n = \frac{2k_n}{(a \cdot \omega_n)^2}, \tag{1}$$

где a – значение, на которое смещается полюс.

В ходе исследования НЛП было выявлено, что максимальное/минимальное значение волнового сопротивления можно выразить следующим образом:

$$\rho_{\max/\min} = \left(\frac{L_n}{L_0}\right)^{b_n}, \tag{2}$$

где L_n – индуктивность контура на частоте $a \cdot \omega_n$, L_0 – начальная индуктивность контура на частоте ω_n, b_n – степень, зависящая от направления сдвига полюса. Максимум или минимум в (2) определяется знаком степени b. Подставляя (1) в (2) получим:

$$\rho_{\max/\min} = \left[\frac{2k_n}{(a \cdot \omega_n)^2} \cdot \frac{\omega_n^2}{2k_n} \right]^{b_n} = a^{-2b_n} \tag{3}$$

В случае сдвига нескольких полюсов параметры a для каждого полюса перемножаются.

В итоге, общая формула для определения максимального/минимального значения волнового сопротивления короткозамкнутой НЛП выглядит следующим образом:

$$\rho_{\max/\min} = \prod_n a_n^{-2b_n}, \tag{4}$$

где n – номер смещенного полюса.

Результаты и проверка

Для проверки полученной формулы рассмотрим несколько типов нерегулярных линий передачи.

На Рис. 1-2 показаны изменения максимального и минимального значения волнового сопротивления от величины сдвига одного полюса короткозамкнутой НЛП в сторону уменьшения и увеличения значений соответственно. По осям отложены относительные нормированные значения частот и волновых сопротивлений. Максимальная относительная ошибка не превышает 1.5%.

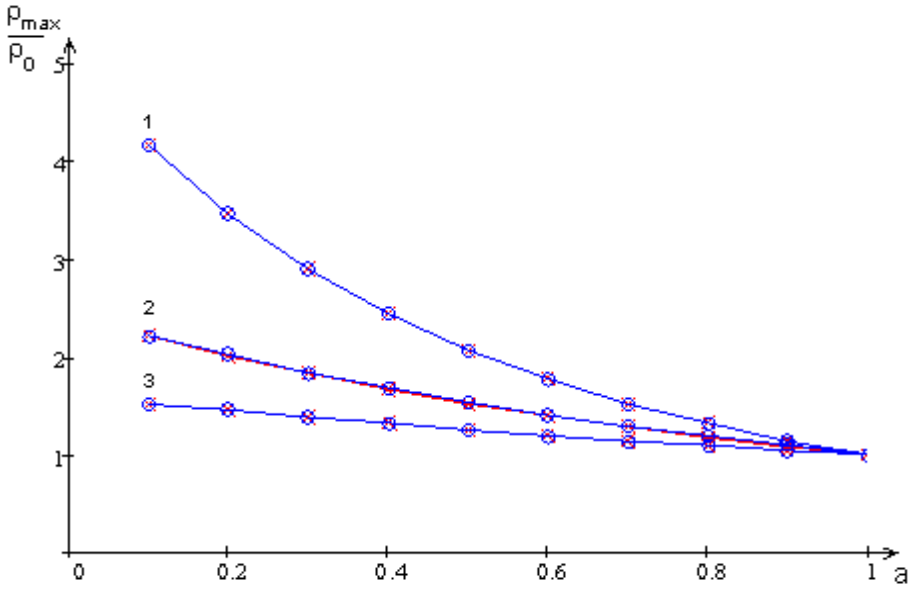


Рис. 1. Максимальное значение волнового сопротивления:
1 – сдвиг полюса ω_{p2}. 2 – сдвиг полюса ω_{p3}. 3 – сдвиг полюса. ω_{p5}. –×– – значения, полученные по формуле (6). –⊙– – истинные значения максимального значения волнового сопротивления

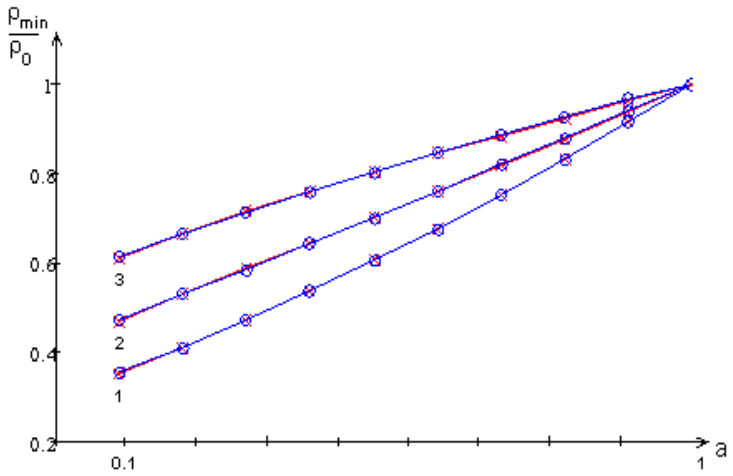


Рис. 2. Минимальное значение волнового сопротивления: 1 – сдвиг полюса ω_{p2} . 2 – сдвиг полюса ω_{p3} . 3 – сдвиг полюса ω_{p5} .;-×- – значения, полученные по формуле (6), --⊖-- – истинные значения минимального значения волнового сопротивления

Заключение

Было представлено выражение для определения максимального и минимального значения волнового сопротивления нерегулярной линии передачи по заданному спектру линии. Расчетные значения перепада волнового сопротивления сравнивались со значениями, полученными по выведенным выражениям, и показали, что максимальная относительная ошибка не превышает 1.5% от истинного значения, что говорит о возможности применения данных выражений.

Список литературы

1. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. – М.: Советское радио, 1964.

2. Козловский В.В., Сошников В.И. Устройства на неоднородных линиях. – К.: Техника. 1987.

3. Гиллемин Е.А. Синтез пассивных цепей. – М.: Связь. 1970. – 720с.

4. Алексеев Л.В., Знаменский А.Е., Лоткова Е.Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. М.: Связь, 1976.

5. Козлов И.А. О границе применимости первого приближения в теории неоднородных линий // Радиотехника и электроника. - 1969. - Т. 1. - №. 1. - С. 159 - 161.

6. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. - М.: Связь, 1971.

7. Воронин М.Я. Нерегулярные линии передачи на СВЧ. Ч. 1, 2. – Новосибирск: НГТУ, 1994.

8. Клименко Д.Н., Плавский Л.Г. Исследование фильтров с широкими полосами заграждения на связанных нерегулярных линиях передачи // Научный вестник НГТУ, 2008. № 1 (30). С. 93-103.

9. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. В 2-х томах: Пер. с англ. / Под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971.

10. Шлее В.Р., Чепурной С.М. Фильтры СВЧ на связанных плавнонерегулярных линиях передачи. // Радиотехника, - 1997, - № 3, - С. 3 - 6.

11. Бахвалов Н.С. Численные методы. – М.: Наука, 1975.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА КОПЛАНАРНОЙ СТРУКТУРЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛН ГЕЛИКОНОВОГО ТИПА В ЗАМАГНИЧЕННОЙ ПЛАЗМЕ ПОЛУПРОВОДНИКА

С. А. Корнейчук, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: korserganat@yandex.ru

Исследованы характеристические уравнения для расчета параметров геликоновых волн, распространяющихся в замагниченной плазме полупроводника, и рассмотрены особенности возбуждения данного вида колебаний копланарной структурой.

Особенности возбуждения геликоновых волн в замагниченной полупроводниковой плазме при помощи щелевой структуры и преимущество ее применения по сравнению с существующими методами реализации СВЧ-устройств сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн были описаны в [1], где были получены характеристические уравнения и основные параметры волны возбуждаемой в плазме при помощи щелевой структуры. В данной статье рассматриваются особенности возбуждения геликоновых волн при помощи копланарной структуры и определяются их основные характеристики.

Как известно [2] копланарная линия представляет собой трехпроводную полосковую линию передачи, в которой электромагнитная волна распространяется вдоль щелей между полосковыми проводниками, расположенными в одной плоскости. Средний проводник является токонесущим, а два крайних – “заземленными”. Напряженности электрического поля в щелях для четного типа волн имеют противоположную поляризацию. Сечение данной структуры представлено на рис.1

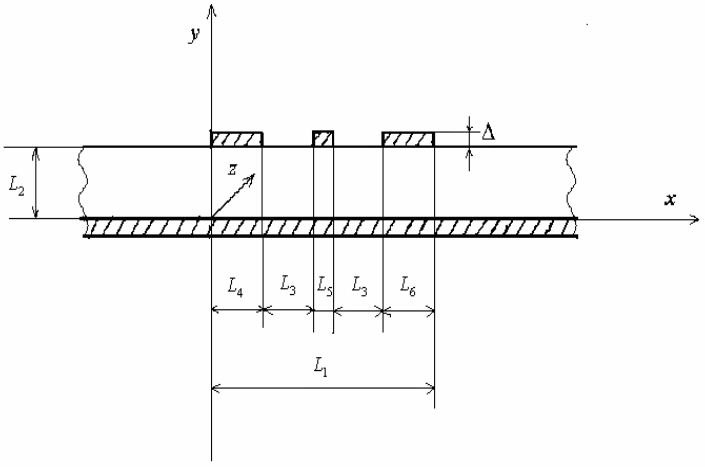


Рис. 1

Анализ данной структуры производится аналогично щелевой. Исходной системой дифференциальных уравнений для нахождения компонент вектора $\vec{\dot{E}}$ является система дифференциальных уравнений [1]:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2} \\ \frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2} \end{pmatrix} + \omega\mu_0\varepsilon_0 \begin{pmatrix} \varepsilon_{xx}\dot{E}_x+\varepsilon_{xy}\dot{E}_y \\ \varepsilon_{yx}\dot{E}_x+\varepsilon_{yy}E_y \end{pmatrix} = \frac{i}{\omega\varepsilon_0|\varepsilon|}\left\{ \begin{pmatrix} -j_0\varepsilon_{yy}\varepsilon_{zz}k^2\exp(-ik\ x) \\ j_0\varepsilon_{yx}\varepsilon_{zz}k^2\exp(-ik\ x) \end{pmatrix} + \right.$$

$$+\alpha_1 \begin{pmatrix} \varepsilon_{yy}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x\partial y}\right)-\varepsilon_{xy}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y\partial x}+\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2}\right) \\ -\varepsilon_{yx}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x\partial y}\right)+\varepsilon_{xx}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y\partial x}+\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y^2}\right) \end{pmatrix} +$$

$$\left. +\alpha_2 B_z \begin{pmatrix} \varepsilon_{yy}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2}-\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial x\partial y}\right)-\varepsilon_{xy}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y\partial x}-\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2}\right) \\ -\varepsilon_{yx}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial x^2}-\frac{\partial \dot{E}_x}{\partial x\partial y}\right)+\varepsilon_{xx}\varepsilon_{zz}\left(\frac{\partial^2 \dot{E}_y}{\partial y\partial x}-\frac{\partial^2 \dot{E}_x}{\partial y^2}\right) \end{pmatrix} \right\} +$$

$$+i\omega\mu_0 \begin{pmatrix} j_0\exp(-ik\ x) \\ 0 \end{pmatrix} + i\omega\mu_0 \left\{ \alpha_1 \begin{pmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \end{pmatrix} + \alpha_2 B_z \begin{pmatrix} \dot{E}_y \\ -\dot{E}_x \end{pmatrix} \right\}, \qquad (1)$$

где $\alpha_1 = \dfrac{qn\mu}{1+\mu^2\dot{B}_0^2}$, $\alpha_2 = \alpha_1\mu$,

$|\varepsilon| = \varepsilon_{zz}\left(\varepsilon_{yy}\varepsilon_{xx}-\varepsilon_{yx}\varepsilon_{xy}\right)$,

ε_{xx}, ε_{xy}, ε_{yx}, ε_{yy}, ε_{zz} - компоненты тензора диэлектрической проницаемости замагниченной плазмы [1,3],

μ_0 - магнитная постоянная,

ε_0 - электрическая постоянная,

j_0 - амплитуда плотности стороннего тока,

k - волновое число.

Для нахождения k используется известное соотношение [1,4]:

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2}\frac{\varepsilon_{xx}^2+\varepsilon_{xy}^2}{\cos^2\Theta[\varepsilon_{xx}(1+\sin^2\Theta)+2i\varepsilon_{xy}\sin\Theta]}, \qquad (2)$$

где Θ - угол между $\vec{k}$ и $\vec{B}_0 = \{0,0,B_z\}$,

c – скорость распространения света в вакууме.

Для решения (1) необходимо задать граничные условия. На границе поверхности с идеальным электрическим проводником граничное условие задается соотношением [1,5]:

$$\dot{\mathrm{E}}_{\tau} = 0\,,\ \varepsilon_{a2}\dot{\vec{\mathrm{E}}}_2\vec{n} = \rho_s\,, \tag{3}$$

где ρ_s - плотность поверхностного электрического заряда.

Поскольку напряженности электрического поля в щелях для четного типа волн имеют противоположную поляризацию, то на границе кристалла с вакуумом для волны с правой поляризацией граничное условие имеет вид [1]:

$$\dot{\vec{\mathrm{E}}}_1 = \mathrm{N}'k_+ e^{ik_+ z} e^{-k_+ L_2}\left(-i\vec{e}_x + \vec{e}_y\right), \tag{4}$$

где k_+ - волновое число волны с правой круговой поляризацией определяемое из (2), а для волны с левой поляризацией имеем

$$\dot{\vec{\mathrm{E}}}_1 = \mathrm{N}'k_- e^{ik_- z} e^{-k_- L_2}\left(i\vec{e}_x + \vec{e}_y\right), \tag{5}$$

где для нахождения k_- используется дисперсионное соотношение (2), взятое со знаком минус перед квадратным корнем.

Компоненты $\dot{\mathrm{H}}_x$ и $\dot{\mathrm{H}}_y$ определяются по методу, предложенному в [1,3]. Зная значения $\dot{\vec{\mathrm{E}}}$ и $\dot{\vec{\mathrm{H}}}$ можно определить значение вектора Пойнтинга [3]:

$$\dot{\vec{S}} = \frac{1}{2}\left[\dot{\vec{\mathrm{E}}}, \vec{\mathrm{H}}^*\right]. \tag{6}$$

Из (6) для компонент вектора $\dot{\vec{S}}$ получаем:

$$\dot{S}_x = \frac{1}{2}\left(\dot{\mathrm{E}}_y \mathrm{H}_z^* - \dot{\mathrm{E}}_z \mathrm{H}_y^*\right), \qquad \dot{S}_y = \frac{1}{2}\left(\dot{\mathrm{E}}_z \mathrm{H}_x^* - \dot{\mathrm{E}}_x \mathrm{H}_z^*\right), \qquad \dot{S}_z = \frac{1}{2}\left(\dot{\mathrm{E}}_x \mathrm{H}_y^* - \dot{\mathrm{E}}_y \mathrm{H}_x^*\right). \tag{7}$$

Для расчета входного сопротивления можно воспользоваться известным соотношением:

$$\dot{\mathrm{Z}}_t = \frac{\left|\dot{\mathrm{E}}_{\perp}\right|}{\left|\dot{\mathrm{H}}_{\perp}\right|} = \frac{\sqrt{\dot{\mathrm{E}}_x^2 + \dot{\mathrm{E}}_y^2}}{\sqrt{\dot{\mathrm{H}}_x^2 + \dot{\mathrm{H}}_y^2}}. \tag{8}$$

В результате расчета были получены две волны геликонового типа с противоположными поляризациями, а также определен вектор Пойнтинга и волновое сопротивление.

Список литературы

1. Конюшко С. В. Корнейчук С. А. Характеристические уравнения для расчета параметров геликоновых волн, распространяющихся в замагниченной плазме полупроводника / Конюшко С. В. Корнейчук С. А. - Сб. н. тр. “Совр. Проблемы радиоэлектроники” Красноярск ИПК СФУ 2008

2. Гвоздев В. И. Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ / Гвоздев В. И. Нефедов Е.И. - Москва “Наука”, 1985

3. Федоров Н. Н. Основы электродинамики / Федоров Н. Н. – М.: Высш. шк., 1980

4. Байков В. И., Дацко В. Н. Волноводное распространение поверхностных магнитоплазменных волн / Байков В. И., Дацко В. Н. – ФТТ, том 26, вып. 1, 1984

5. Тамм И. Е. Основы теории электричества / Тамм И.Е. - Москва 1957

ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩАЯ ЛИНИЯ ДЛЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

А. А. Абдулхаков, Т. В. Краснов, В. В. Сорокин, Г. С. Пузиков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: Alex666911@mail.ru

В работе приводятся результаты разработки и экспериментальных исследований приемно-передающей линии инфранизкого диапазона частот с применением микроЭВМ, для диагностирования организма и внедрения в медицинскую практику.

Известно, что биологические системы функционируют в инфранизком диапазоне частот (от 1 до 300 Гц). В развитии данной темы имеются проблемы создания измерительной исследовательской линии инфранизкого диапазона, генерации, передачи и анализа излучаемых сигналов при их прохождении через биологические среды. При этом имитация биосреды в измерительной исследовательской линии производится водной средой, поскольку биосистемы содержат в своем составе ориентировочно 80% воды.

Актуальность работы заключается в необходимости применения линии в области электромагнитной терапии, влияния энергии поля в инфранизком диапазоне на биологические объекты, на клеточном и наноуровне, что способствует получению внешней дополнительной энергии организмом и устраняет нарушения биоэнергетического баланса в живых организмах. Существующая и применяемая для исследования в данной работе измерительная линия реализована в инфранизком диапазоне частот, что накладывает определенные трудности как в теоретическом представлении процесса пространственной передачи энергии на объект, так и в практической реализации приемно-передающей части и в измерении и отображении результатов исследований.

В виду того, что рабочие частоты линии расположены в инфранизком диапазоне,

принцип передачи энергии реализован на теории ближнего поля. Ближнее поле (зона индукции) – область, непосредственно находящаяся вблизи излучателя. Значения напряженностей магнитного и электрического полей обратно пропорциональны кубу расстояния. В ближнем поле излучения электромагнитная волна еще не сформирована. Для характеристики ЭМП измерения переменных электрического *E* и магнитного *H* полей производятся раздельно.

Электромагнитное поле излучения вычисляется с помощью векторных электродинамических потенциалов для электрического и магнитного токов $\vec{A}^e, \vec{A}^m$, определённые через поверхностные плотности электрического тока $\vec{\eta}^e$ на металлической части поверхности антенны S_1 и магнитного тока $\vec{\eta}^m$ на неметаллической части поверхности антенны (апертуре) S_2 :

$$\vec{A}^e(\vec{r}) = \iint_{S_1} \vec{\eta}^e(\vec{r}')G(\vec{r}',\vec{r})d\vec{r}', \qquad (1)$$

$$\vec{A}^m(\vec{r}) = \iint_{S_1} \vec{\eta}^m(\vec{r}')G(\vec{r}',\vec{r})d\vec{r}',$$

$$G(\vec{r}',\vec{r}) = \frac{1}{4\pi R}e^{-ikR}, \qquad (2)$$

В функции Грина (2) ***R*** — расстояние между точкой источника $\vec{r}`$ и точкой наблюдения $\vec{r}$; $k = \omega\sqrt{\varepsilon_a\mu_a}$; $\varepsilon_a = \varepsilon_0\varepsilon$; $\mu_a = \mu_0\mu$; ε, μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, в которой находится антенна; ε_0, μ_0 — диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума.

Приемная и передающая части реализованы в нескольких вариантах. Одной из структурных схем является схема (рис.1) построенная на применении программных средств и аппаратной части ПЭВМ.

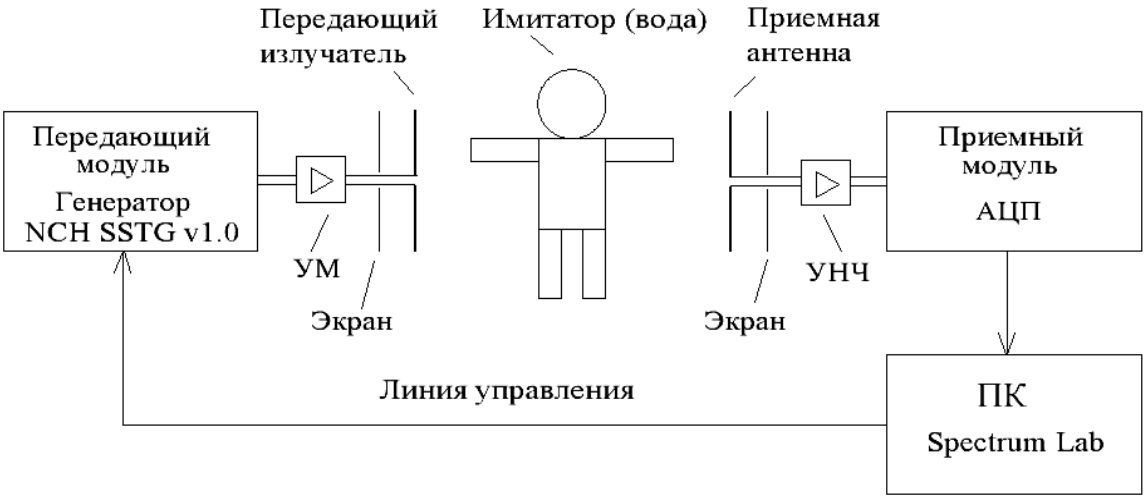


Рис. 1. Структурная схема

Для реализации структурной схемы был спроектирован и изготовлен УНЧ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2, а его АЧХ – на рис. 3.

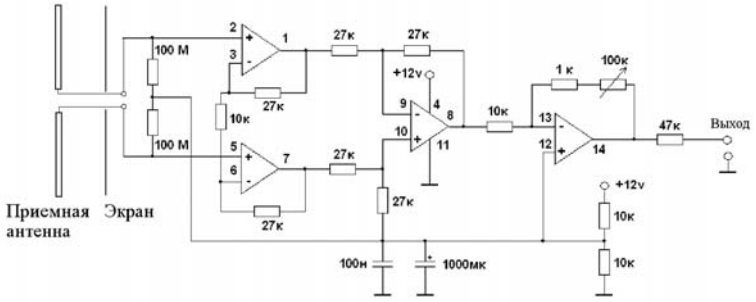


Рис. 2. Принципиальная схема УНЧ на МС TL084

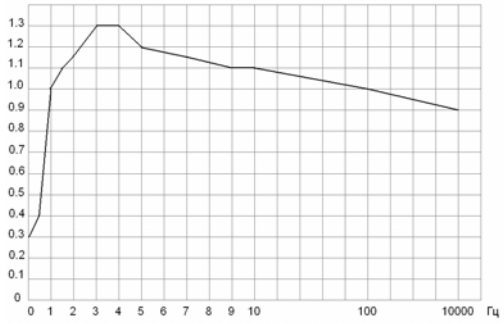


Рис. 3. АЧХ приемного усилителя

Одним из наиболее современных вариантов реализации передающей части, является применение в качестве источников сигнала микроЭВМ с использованием цифровых программируемых схем на микроконтроллерах в различных режимах работы.

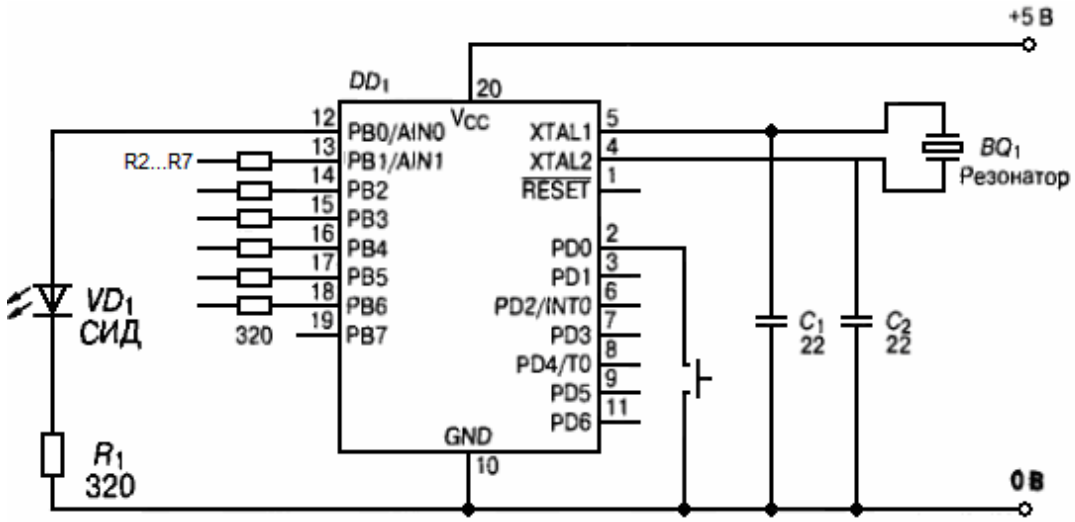


Рис. 4. Схема реализуемого устройства

Разработан приемно-передающий модуль (рис. 4), выполненный на элементах цифровой вычислительной техники, в частности, на микроконтроллере ATMEGA8535 и предназначенный для формирования импульсных сигналов, сигналов произвольной формы, для обработки сигналов с накоплением импульсов для улучшения соотношения сигнал/шум.

В качестве аналогового варианта генератора электромагнитных колебаний может быть использован генератор низкочастотный прецизионный Г3-110.

В ходе исследований установлена работоспособность измерительной линии (рис.1) и проведена передача тонального сигнала через воздушное пространство на частотах 5, 10, 25 и 50 Гц, наблюдения проводились с помощью программного обеспечения на ПК. Как видно из результатов, в принятом сигнале ярко присутствует составляющая 50 Гц (влияние промышленной сети питания), избежать чего полностью возможно с применением фильтра цепей питания на входе и выходе приемного усилителя.

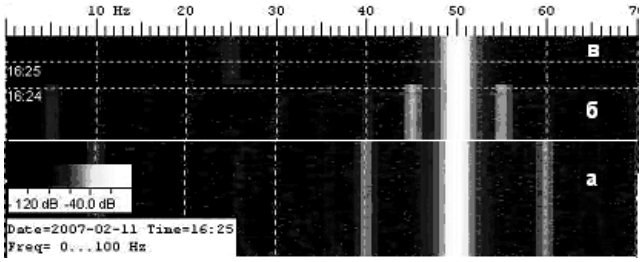


Рис. 5. Спектрограммы принятых сигналов (выделение гармоник, Гц: 10(**а**), 5(**б**), 25(**в**))

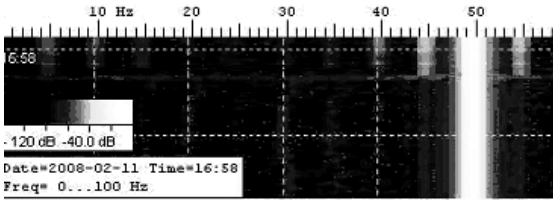
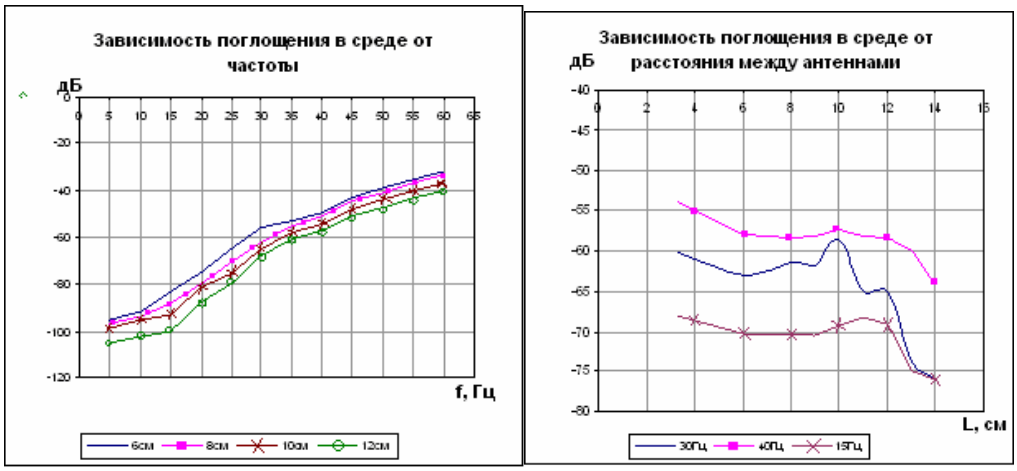


Рис. 6. Спектрограммы принятого сигнала 5 Гц (*а* – в работе с водой; *б* – без воды)

В результате исследования прохождения сигнала через имитатор биосистем на основе дистиллированной воды присутствуют гармоники на частотах, кратных основной частоте, прием основной гармоники более уверен, чем в воздушной среде.

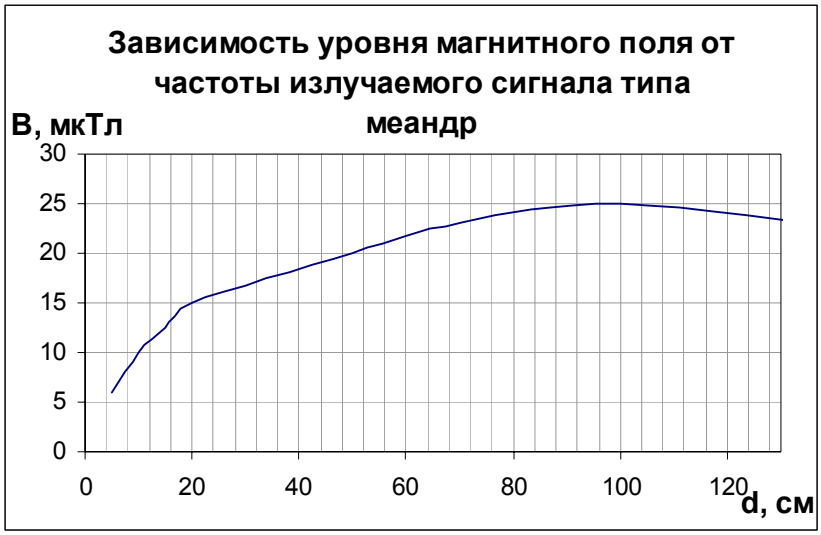


а *б*

Рис. 7. Графики зависимостей поглощения в среде от частоты (*а*) и расстояния (*б*)

Также измерены уровни магнитной составляющей ЭМП в ближнем поле. Сигнал от микроЭВМ типа «меандр», приемная часть – измеритель уровня магнитного поля миллитесламетр Ф4356. Зависимости магнитной составляющей ЭМП приведены на рис. 8, *а* и рис. 8, *б*.

а



б

Рис. 8. Графики зависимости уровня магнитного поля от расстояния (*а*) и от частоты (*б*)

В результате исследований реализованы различные варианты измерительной приемно-передающей линии и установлены зависимости уровней приема электрических сигналов при их поглощении в модели биосреды. Проведены измерения магнитной составляющей сигнала и установлены их зависимости от расстояния и частоты, согласно построенным графикам.

Список литературы

1. Активная дифференциальная антенна для диапазона 5 Гц-500 кГц / www.vif.it

2. Евстифеев А. В.: «Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «ATMEL»-М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2004. – 560с.

3. Кинг Р. Смит. Г. Антенны в материальных средах: т.1, т.2. – М.: Мир, 1984. – с.585

ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ

К. В. Лемберг, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский Федеральный университет,
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: konstl@rambler.ru

Экспериментально исследована конструкция управляемого фазовращателя на резонансной микрополосковой структуре, в которой слой нематического жидкого кристалла служит подложкой. Показана принципиальная возможность применимости исследованной конструкции в сантиметровом диапазоне длин волн.

Как известно, фазовращатели являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток и ряда других радиотехнических устройств. Существующие типы фазовращателей обладают рядом недостатков (сложность конструкции, большая величина

управляющего напряжения или магнитного поля), поэтому актуальным является исследование новых подходов к созданию устройств управления фазой электромагнитных колебаний. В [1] была предложена оригинальная конструкция управляемого резонансного микрополоскового фазовращателя на жидких кристаллах, который имеет ряд преимуществ перед ферритовыми и сегнетоэлектрическими фазовращателями, особенно в диапазонах сантиметровых и миллиметровых длин волн. В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования электрически управляемого жидкокристаллического фазовращателя, характеризующегося малыми габаритами и большой величиной управляемого фазового сдвига.

Жидкие кристаллы (ЖК) в СВЧ диапазоне обладают анизотропией диэлектрической проницаемости, что делает возможным создание управляемых СВЧ устройств на их основе. Анизотропия диэлектрической проницаемости $\Delta\varepsilon$ определяется как разность между величинами $\varepsilon_{\|}$ (отвечающей ориентации длинных осей молекул ЖК параллельно вектору электрического СВЧ поля) и $\varepsilon_{\perp}$ (отвечающей ориентации молекул ЖК перпендикулярно вектору электрического СВЧ поля). Очевидно, что изменяя ориентацию молекул с помощью постоянного электрического или магнитного поля, можно изменять диэлектрическую проницаемостью ЖК от $\varepsilon_{\|}$ до $\varepsilon_{\perp}$, а, следовательно, управлять набегом фазы электромагнитной волны.

Исследуемый фазовращатель представляет собой перестраиваемый полосно-пропускающий микрополосковый фильтр на полуволновых резонаторах, причем в качестве подложки используется жидкий кристалл, толщина слоя которого составляет 0.5 мм. Проводники резонаторов выполнены на подвешенной подложке из кварца толщиной 0.45 мм. Управляющее напряжение подается между микрополосковыми проводниками и корпусом устройства, который выполняет роль экрана. “Резонансная” конструкция фазовращателя, как было показано в [1], позволяет увеличить фазовый сдвиг примерно в Q раз (Q – нагруженная добротность резонаторов в фильтре) по сравнению с фазовращателем на основе согласованной линии тех же габаритов [2]. Согласно исследованию, проведенному ранее [3], величина управляемого фазового сдвига в резонансной конструкции при прочих равных условиях увеличивается практически пропорционально количеству звеньев фазовращателя, однако при этом растут и потери в рабочей полосе частот. В настоящей работе для экспериментального исследования была выбрана трехрезонаторная конструкция фазовращателя.

Топология проводников фазовращателя показана на рис. 1. Серым цветом показаны проводники, выполненные из высокоомного материала (например, адгезионного подслоя хрома), связывающие резонаторы по постоянному току и предназначенные для подачи управляющего напряжения одновременно на все резонаторы. Для уменьшения влияния этих проводников на характеристики устройства, они соединяют резонаторы вблизи центров полосковых проводников, где находятся узлы напряжения рабочей моды колебаний. Крайние резонаторы, изогнутые для увеличения рабочей полосы частот, подключены к входной и выходной линии передачи через разделительные емкости. Размеры подложки устройства составили 15×24 мм^2. Конструктивные параметры, такие как ширина резонаторов, величина зазора между их полосковыми проводниками, точки подключения к линии передачи, были получены в ходе моделирования в программе Ansoft HFFS.

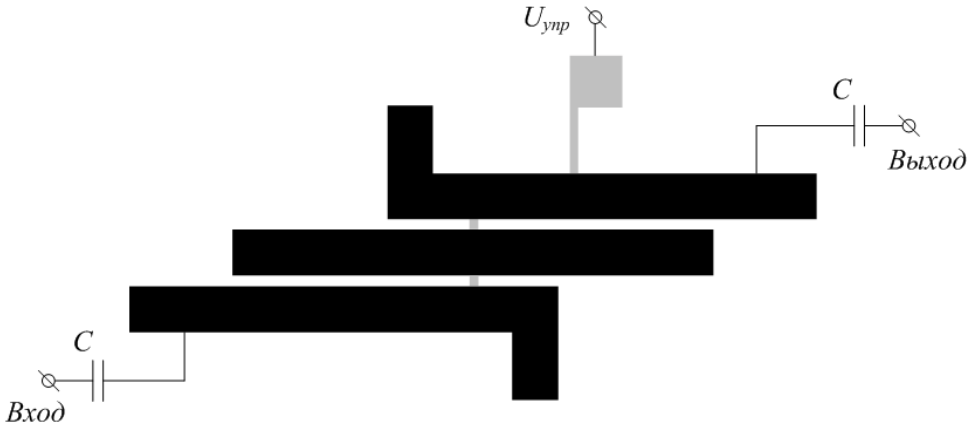


Рис. 1. Топология проводников фазовращателя

Конструкция фазовращателя рассчитывалась на центральную частоту f_0 = 5.8 ГГц и относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0 \approx 10\%$. Был изготовлен макет устройства, фотография которого приведена на рис. 2. По технологическим причинам использовать адгезионный подслой хрома для связи резонаторов по постоянному току не удалось, поэтому вместо участков, соединяющих центральный резонатор с внешними, были использованы миниатюрные SMD-резисторы номиналом 4 кОм. Разделительные емкости на входе и выходе устройства были выполнены из металлизированной керамики ТБНС толщиной 0.5 мм и размером 2×2 мм^2. Слой жидкого кристалла заливался через специальные отверстия в кварцевой подложке и удерживался между подложкой и дном корпуса устройства силами поверхностного натяжения. Разъем, расположенный на корпусе сверху (рис. 2), предназначен для подачи управляющего напряжения.

Характеристики фазовращателя снимались для двух значений управляющего напряжения — 0 и 18 В. Для использованного в работе ЖК значение диэлектрической проницаемости для управляющего напряжения 0 В составило $\varepsilon_\perp$=2.9, а для управляющего напряжения 18 В $\varepsilon_\parallel$=3.1 (напряжение 18 В соответствовало практически полной переориентации молекул ЖК). Таким образом, анизотропия диэлектрической проницаемости составила 0.2. Для того чтобы в отсутствие управляющего напряжения молекулы ЖК ориентировались в исходное состояние, было использовано постоянное внешнее магнитное поле.

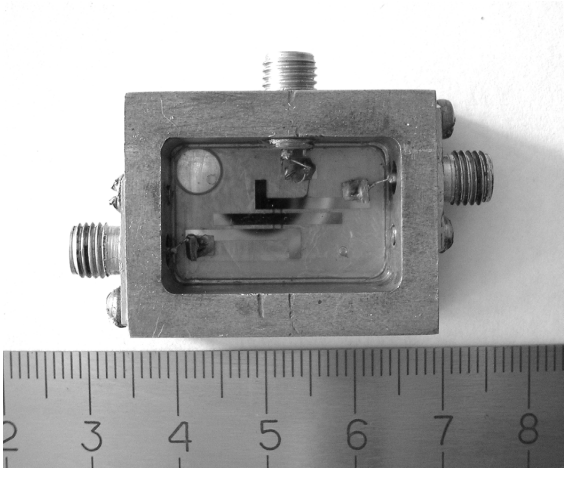


Рис. 2. Фотография действующего макета фазовращателя

На рис. 3*а* приведена измеренная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фазовращателя при двух значениях управляющего напряжения 0 и 18 В, а на рис. 3*б* приведена зависимость величины фазового сдвига от частоты. Видно, что, несмотря на некоторый сдвиг полосы пропускания устройства при изменении управляющего напряжения, существует область частот, в которой прямые потери прошедшего сигнала остаются минимальными. Эта область, показанная на рис. 3 штрих-пунктирными линиями является рабочей полосой частот устройства. Величина управляемого фазового сдвига в центре рабочей полосы частот составила 55°, потери 2.5 дБ.

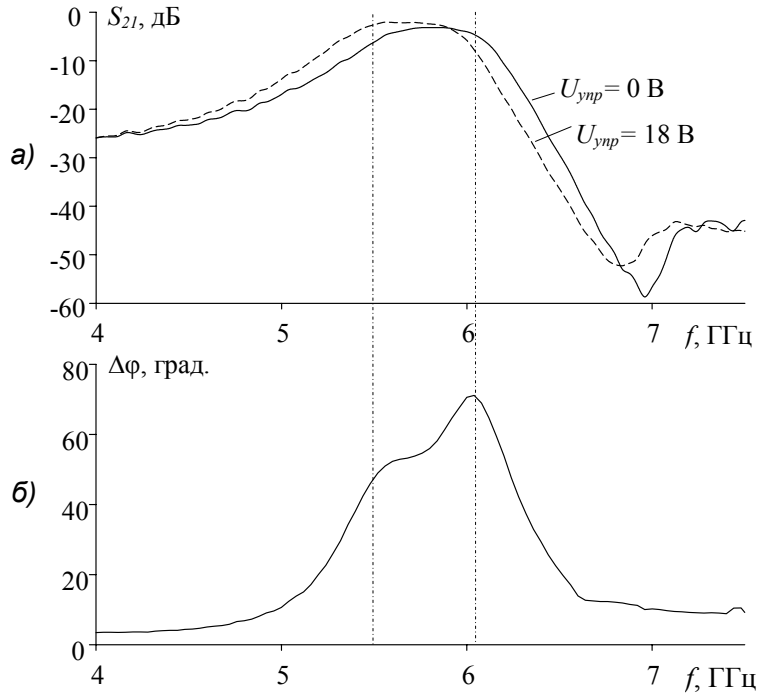


Рис. 3. Экспериментальные характеристики фазовращателя: а – АЧХ,
б – зависимость величины фазового сдвига от частоты

Таким образом, проведенные исследования показали принципиальную возможность использования управляемого жидкокристаллического фазовращателя на резонансной микрополосковой структуре в сантиметровом диапазоне длин волн. При этом он не лишен недостатков, в частности, имеет относительно большие потери в рабочей полосе частот. Возможно, более целесообразным окажется применение такого типа фазовращателей в миллиметровом диапазоне длин волн, где диэлектрические потери в ЖК существенно меньше.

Список литературы

1. Беляев, Б. А. Управляемый фазовращатель // Б. А. Беляев, А. С. Волошин, А. А. Лексиков, В. Ф. Шабанов Патент России № 2257648. БИ № 21. 2005.

2. Martin, N. Improvement of an Inverted Microstrip Line-Based MicrowaveTunable Phase-Shifter Using Liquid Crystal // N. Martin, P. Laurent, G. Prigent, P. Gelin, F. Huret 33rd European Microwave Conference - Munich 2003.

3. К. В. Лемберг, А. М. Сержантов. Исследование управляемого микрополоскового жидкокристаллического фазовращателя. Современные проблемы радиоэлектроники. Сборник научных статей. Красноярск, 2008 г. Стр. 130 – 133.

ФАЗОВЫЙ СВЧ МАНИПУЛЯТОР

К. Д. Жигалкин, В. П. Разинкин (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: razinkin@ktor.ref.nstu.ru, reitsar@mail.ru

В данной работе описан СВЧ фазовый манипулятор, предназначенный для применения в цифровых системах передачи информации. Манипулятор обеспечивает глубокое подавление паразитной амплитудной модуляции и имеет малую ширину спектра выходного сигнала, что способствует существенному уменьшению межсимвольных искажений.

В настоящее время в телекоммуникационных системах и мобильных средствах связи большое применение получили цифровые методы передачи информации. Поэтому исследование и разработка устройств, обеспечивающих формирование сигналов с цифровыми видами модуляции в СВЧ диапазоне, является практически важной задачей. Достаточно высокую помехоустойчивость обеспечивают системы передачи данных с фазовой манипуляцией. Однако известные на сегодняшний день фазовые манипуляторы, имеющие большую глубину паразитной амплитудной модуляции, не позволяют обеспечить требуемый уровень внеполосного излучения. В данной работе рассмотрено устройство, обеспечивающее существенное уменьшение глубины паразитной амплитудной модуляции.

Основой рассматриваемого фазового манипулятора, изображенного на рис. 1, является преобразование с помощью коммутационных диодов VD1 и VD3 П - образного фильтра верхних частот в Т - образный фильтр нижних частот. Коммутационный диод VD2, включенный последовательно с конденсатором С2 и управляемый с помощью формирователя коротких импульсов, образует дополнительный канал прохождения высокочастотного сигнала. На выходе фазового манипулятора включен ограничитель амплитуды.

Для расчета зависимости коэффициента передачи от входа предлагаемого манипулятора до входа ограничителя (точка «а») воспользуемся матричным методом. Для этого выделим на схеме исследуемого фазового манипулятора два параллельно включенных четырехполюсника, показанные на рис. 1 пунктирными линиями. Далее определим Y - параметры каждого четырехполюсника.

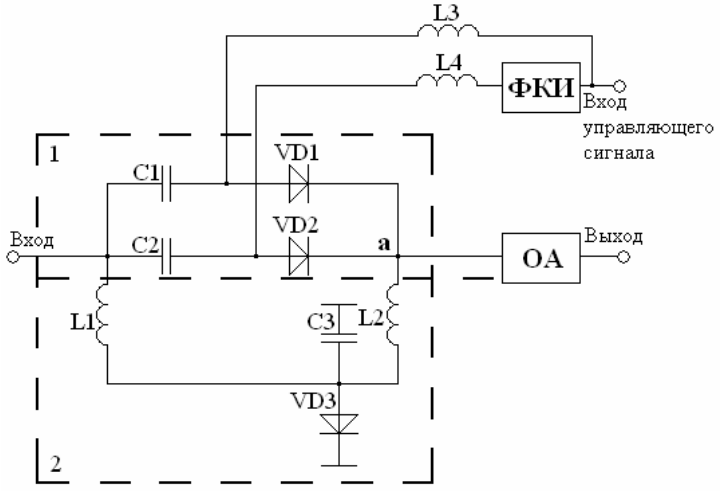


Рис. 1. Функциональная схема предлагаемого фазового манипулятора

В соответствии с определением y- параметров для четырехполюсника, показанного на рис. 1, сверху, матрица проводимостей имеет вид:

$$[y'] = \begin{bmatrix} (y_1 + y_2) & -(y_1 + y_2) \\ -(y_1 + y_2) & (y_1 + y_2) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $y_1 = \dfrac{j\omega C \cdot g(t)}{j\omega C + g(t)}$; $y2 = g'(t)$; $C = \dfrac{1}{\omega_0 R_0}$ - емкость конденсатора С1; $\omega_0 = 2\pi f_0$ - центральная частота рабочего диапазона; R_0 - характеристическое сопротивление фильтра, равное сопротивлению нагрузки; $\omega = 2\pi f$ - текущая частота.

Для четырехполюсника, показанного на рис. 1. снизу, матрица проводимостей имеет вид:

$$[y''] = Y \begin{bmatrix} (z_2 + z_3) & -z_2 \\ -z_2 & (z_1 + z_2) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $Y = \dfrac{1}{z_1 z_2 + z_1 z_3 + z_2 z_3}$; $z_1 = z_3 = j\omega L$; $z_2 = \dfrac{g(t) + j\omega C}{g(t) \cdot j\omega C}$; $L = \dfrac{R_0}{\omega_0}$.

Результирующую матрицу двух параллельно включенных четырехполюсников, имеющих соответственно матрицы (1) и (2), представим следующим образом

$$[y] = [y'] + [y'']. \quad (3)$$

По установленным в соответствии с (3) значениям y- параметров определим коэффициент передачи двух параллельно включенных четырехполюсников

$$\dot{K}(j\omega, t) = \frac{y_{21}(j\omega, t)}{y_{22}(j\omega, t) + \dfrac{1}{R_0}}. \quad (4)$$

Компьютерное моделирование показало, что выбор длительности выходного сигнала формирователя коротких импульсов должен удовлетворять условию

$$2\tau_p < t_1 < 3\tau_p. \quad (5)$$

Выполнение условия (5) обеспечивает изменение амплитуды высокочастотного сигнала от $0{,}5U_{\max}$ до $U_{\max}$. Это соответствует глубине паразитной амплитудной модуляции 30%, которую практически полностью можно устранить с помощью диодного ограничителя амплитуды высокочастотного сигнала.

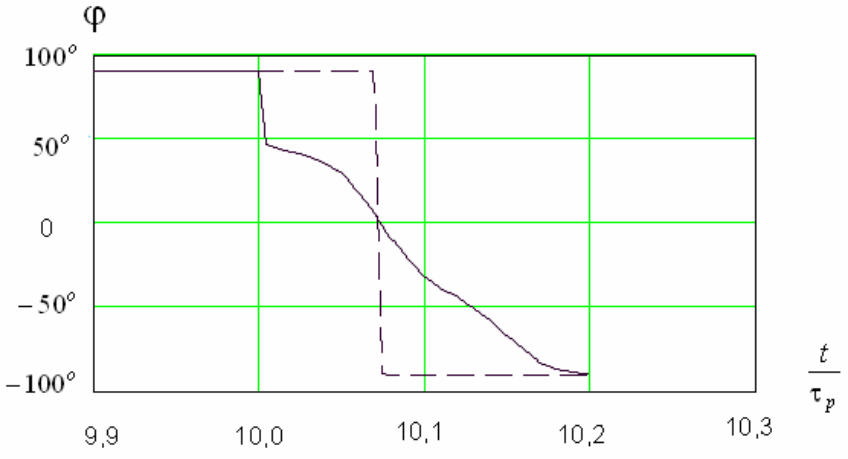


Рис. 2. Зависимости изменения фазы высокочастотного сигнала от времени

На рис. 2 приведена рассчитанная по соотношению (4) зависимость изменения фазы выходного высокочастотного сигнала φ от времени (сплошная линия). Пунктирной линией на рис. 2 показана зависимость изменения фазы выходного высокочастотного сигнала для манипулятора, в котором не используется дополнительный канал передачи сигнала. Как видно из данных графиков, длительность фронта процесса переключения фазы в предлагаемом устройстве увеличилась не менее, чем в три раза. Однако она не превышает длительность переходных процессов в коммутационных диодах VD1 и VD2.

Отметим, что слишком быстрое изменение фазы по сравнению с длительностью переходных процессов t_1 оказывается нецелесообразным, поскольку в этом случае существенно расширяется спектр выходного сигнала.

Определения ширины спектра выходного сигнала фазового манипулятора Δf проведем следующим образом. Запишем известное соотношение для ширины спектра импульсного сигнала с линейно нарастающим фронтом:

$$\Delta F = \frac{0{,}35}{\tau}, \tag{6}$$

где ΔF - ширина спектра сигнала, определяющего изменение фазы выходного сигнала манипулятора; τ - длительность фронта изменения фазового сдвига в выходном сигнале манипулятора.

С учетом (6) ширина спектра фазоманипулированного высокочастотного сигнала равна:

$$\Delta f \approx 2 \cdot \Delta F = 2(\Delta\varphi + 1)\frac{0{,}35}{\tau}. \tag{7}$$

Как следует из соотношения (7), во сколько раз увеличивается длительность фронта изменения фазы, во столько же раз уменьшается ширина спектра выходного сигнала фазового манипулятора.

Исследованный в данной работе СВЧ фазовый манипулятор может быть использован для управления фазой высокочастотных колебаний в радиолокации, средствах связи с цифровыми видами модуляции и в измерительной технике.

Предлагаемое устройство отличается относительно малой глубиной паразитной амплитудной модуляции, которая устраняется с помощью дополнительного канала передачи сигнала и ограничителя амплитуды, что существенно уменьшает межсимвольные искажения в цифровых системах передачи информации.

Минимальные прямые потери в фазовом манипуляторе могут достигать 6 дБ. Дополнительный диод VD2 обеспечивает увеличение длительности фронта процесса переключения фазы, что позволяет в несколько раз уменьшить ширину спектра выходного сигнала и улучшить электромагнитную совместимость электронной аппаратуры.

РАЗРАБОТКА ЛИНЗОВОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

Р. О. Рязанцев, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: rr431@mail.ru

В работе приводятся результаты разработки антенной структуры СВЧ диапазона оптического типа, по сути являющейся аналогом радиолинзы постоянной толщины с переменным эффективным коэффициентом преломления. Такая структура отличается меньшим весом и простотой производства по сравнению с линзами из диэлектрика.

Радиолинзы получили широкое распространение в антенной технике. Однако, такие устройства имеют ряд недостатков, например, большой вес линз из диэлектриков. В данной работе рассматривается вариант замены классической линзы на более удобный в производстве и использовании аналог.

Модель фазокорректирующего элемента представляет собой «волноводную ячейку», состоящую из двух абсолютно проводящих магнитных и двух абсолютно проводящих электрических стенок (рис. 1). Подобный подход применяется для расчета элементов отражательных антенных решеток [1, 2]. Внутрь ячейки помещается исследуемый элемент АР, представляющий собой две одинаковые прямоугольные металлические пластины, разнесенные в пространстве на некоторое расстояние (рис. 2). С помощью данного приближения осуществлялось вычисление S-параметров структуры. Описанный подход имитирует расчет бесконечной периодической структуры, состоящей из элементарных ячеек с падением на нее плоской волны.

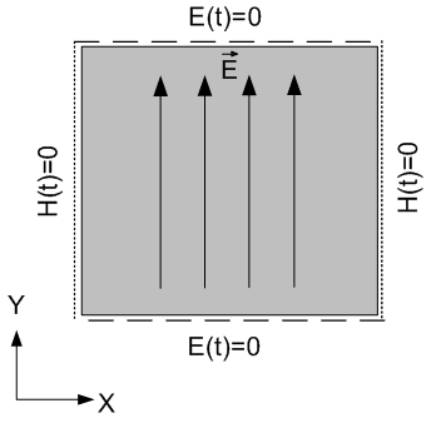


Рис. 1. Вид ячейки в разрезе

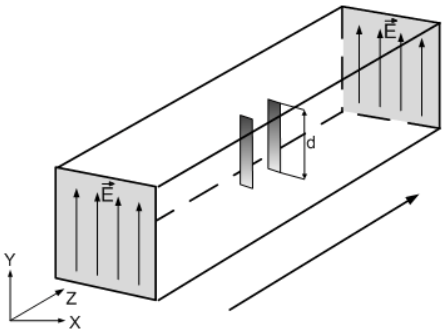


Рис. 2. Общий вид ячейки

Данная структура позволяет посредством вариации её размеров менять фазовую задержку проходящей волны (рис. 3), причем, в некотором диапазоне частот потери незначительны.

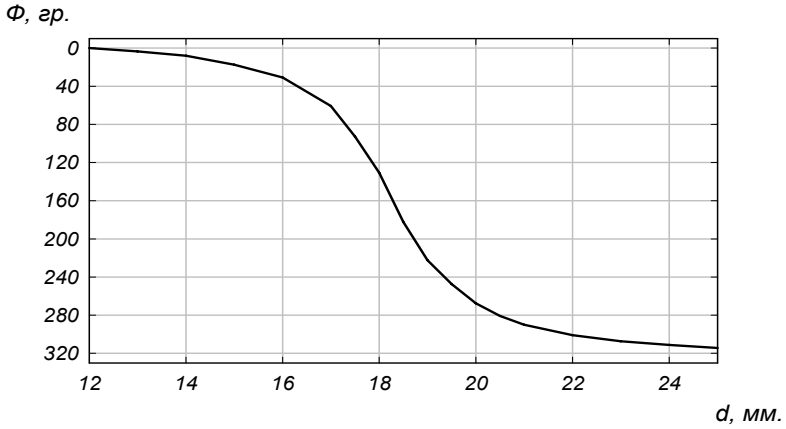


Рис. 3. Характеристика фазовой задержки исследуемой структуры

Вариация размера структуры производится по параметру d, который является длиной стороны металлической пластины. Огибающие частотных характеристик коэффициентов передачи и прохождения (S_{21} и S_{11}) одной из структур для значений параметра d от 12 до 26 мм. приведены на рис. 4 *а, б.*

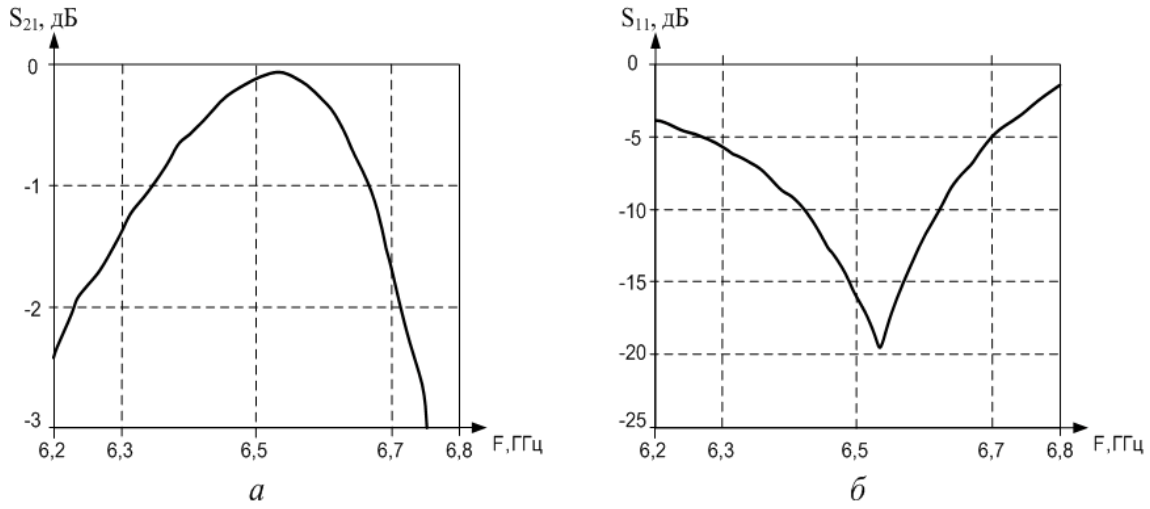


Рис. 4. Модуль коэффициента передачи S_{21} (*а*) и отражения S_{11} (*б*) исследуемой структуры

Рабочий диапазон исследуемой структуры по уровню коэффициента отражения -14 дБ составляет 100МГц для центральной частоты структуры в 6,55 ГГц, при этом в данном диапазоне коэффициент передачи не опускается ниже -0,2 дБ. Диапазон изменения фазы на центральной частоте, при изменении размера d пластин от 12 до 26 мм составил около 316°.

Исходя из полученных данных, была сконструирована модель линзовой антенной решетки проходного типа, расчетные характеристики которой представлены ниже. Размеры структуры по горизонтали – 440 мм, по вертикали – 440 мм; фокусное расстояние составляет F = 220 мм. Центральная частота – 6,55 ГГц; Коэффициент направленного действия – 24 дБ; рабочий диапазон по уровню -3 дБ от максимального коэффициента усиления – 850 МГц.

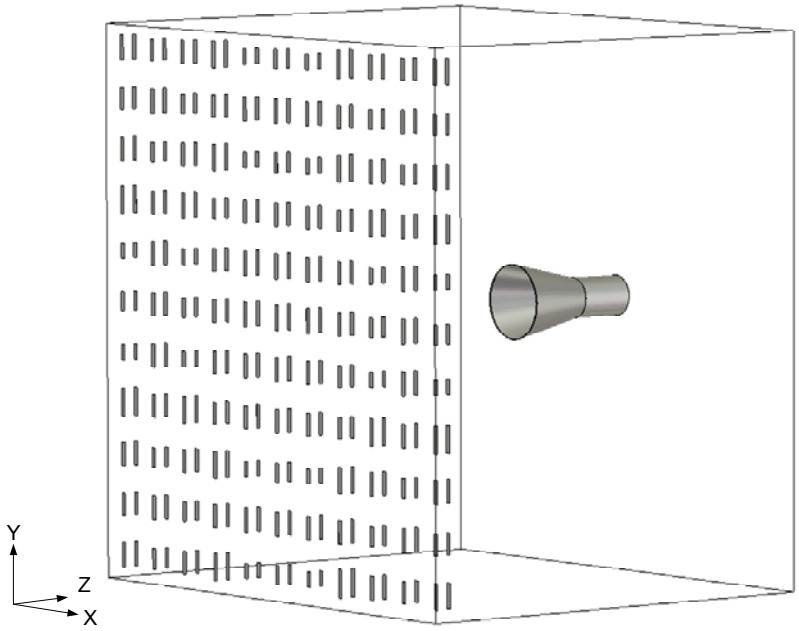
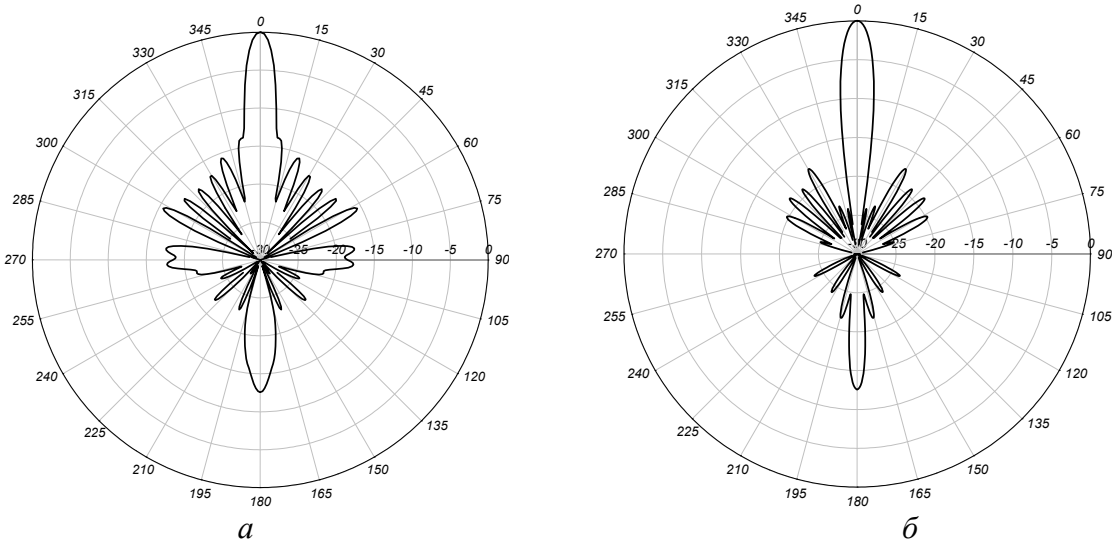


Рис. 5. Общий вид микрополосковой линзовой антенной структуры

Диаграммы направленности антенны приведены на рис. 6. Из данных диаграмм видно, что уровень боковых лепестков антенны прежде всего определяется уровнем заднего лепестка, причиной появления которого является отражение падающей волны от линзы.



а *б*

Рис. 6. Д.Н. «линзовой» антенной решетки (*а* – в сечении XOZ,
б – в сечении YOZ)

На центральной частоте амплитуда заднего лепестка антенны составляет -12,6 дБ, что вполне допустимо для использования антенны на практике. По уровню боковых лепестков в -10дБ рабочая полоса антенны составляет 200 МГц. В ходе дальнейших исследований планируется вести работу по уменьшению отражения волны от линзы, и улучшению характеристик антенны.

Микрополосковые линзовые антенные решётки достаточно просты в изготовлении, имеют простую форму, и могут быть использованы как в качестве самостоятельных линзовых антенн, так и в качестве фазокорректирующих элементов в составе рупорных антенн [3].

Список литературы

1. Bialkowski M.E. and Feng-Chi E. Tsai// IEEE Transactions On Antennas And Propagation, vol. 51, No. 10, October 2003 – P. 2953–2962

2. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006.– 240с.

4. Ю.П. Саломатов, Р.О. Рязанцев, С.В. Поленга. Моделирование укороченной рупорной антенны с планарной линзой. Физика. Ежемесячный научный журнал. Томск, 2008 г. Стр. 80 – 81.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ФУНКЦИИ ОСЛАБЛЕНИЯ НАД МНОГОКУСОЧНЫМИ ТРАССАМИ

А. А. Сенченко, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: alsenchenko@mail.ru

В работе рассматриваются вопросы расчета функции ослабления радиоволн СВ диапазона над многокусочными трассами. Даются рекомендации по использованию формулы Калинина и решения интегрального уравнения Фейнберга.

При определении координат объекта наземными радионавигационными станциями возникает задача, связанная с расчетом поправок за распространение радиоволн. Её принято решать при помощи функции ослабления $V(D)$. Функция ослабления зависит от параметров подстилающей поверхности, частоты сигнала и расстояния до передатчика [1]:

$$E_z(D) = E_{0z}(D) \cdot V(D) \qquad 1)$$

где D – расстояние между приемным и передающим центрами, $E_{0z}(D)$ – поле в свободном пространстве, $E_z(D)$ – поле над поверхностью земли.

Рассмотрим формулу, полученную Калининым, для многокусочных трасс [2]. Для второго участка трассы она выглядит следующим образом:

$$V_2(D) = \sqrt{j\pi bD}\,(q_1 - q_2)\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{e^{jb\left(x_1 t_n' + (D-x_1)t_k''\right)}}{\left(t_n' - q_1^2\right)\left(t_k'' - q_2^2\right)\left(t_n' - t_k''\right)}, \qquad (2)$$

где $b = \sqrt[3]{\dfrac{k}{2a^2}}$, k – волновое число, x_1 – длина первого участка; a – радиус земли; $q = j\sqrt[3]{\dfrac{ka}{2}}\delta$, δ – приведенный поверхностный импеданс, t_n' и t_n'' – являются корнями уравнения полюсов $w'(t_n) - q_{1,2}w(t_n) = 0$, $w(t)$ – функция Эйри.

При вычислении множителя ослабления по формуле (2), число реально вычисляемых членов ряда необходимо ограничивать. Рассмотрим члены ряда $c_{n,k}$ в выражении (2) и разобьем экспоненту на два множителя:

$$c_{n,k} = \frac{e^{jbt'_n x_1} e^{jb(D-x_1)t''_k}}{\left(t'_n - q_1^2\right)\left(t''_k - q_2^2\right)\left(t'_n - t''_k\right)}. \qquad (3)$$

Наибольший вклад в величину члена ряда $c_{n,k}$ по индексу *n* вносит экспонента, так как скорость роста знаменателя по индексу *n* не более чем n^2. В связи с этим выделим модуль первой экспоненты:

$$c_{n,k} = \frac{e^{jb\left(t_n^{\mathrm{Re}'} + jt_n^{\mathrm{Im}'}\right)x_1} e^{jb(D-x_1)t''_k}}{\left(t'_n - q_1^2\right)\left(t''_k - q_2^2\right)\left(t'_n - t''_k\right)} = \frac{e^{-bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1} e^{jbt_n^{\mathrm{Re}'}x_1} e^{jb(D-x_1)t''_k}}{\left(t'_n - q_1^2\right)\left(t''_k - q_2^2\right)\left(t'_n - t''_k\right)}, \qquad (3)$$

где $t_n^{\mathrm{Re}'}$ – реальная часть корней t'_n, $t_n^{\mathrm{Im}'}$ – мнимая.

Таким образом, модуль $c_{n,k}$ зависит по индексу *n* в основном от множителя $e^{-bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1}$. Поскольку мнимая часть корней $t_n^{\mathrm{Im}'}$ всегда положительна, то $e^{-bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1} < 1$, и если величина $bx_1 \approx 1$ сопоставима с единицей, то можно утверждать, что начиная с некоторого $n > N$, все члены $c_{n,k}$ будут много меньше $c_{1,k}$, а значит их вкладом можно пренебречь. В таблице приведена величина множителя $e^{-bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1}$ на частоте $f = 2$ МГц для параметров земли: $\sigma = 0{,}005$ См/м, $\varepsilon = 15$; и для параметров моря: $\sigma = 1$ См/м, $\varepsilon = 80$. Радиус земли был принят равным $a = 6370$ км.

На рис. 1 представлена ошибка определения координат в метрах. Для вычислении ошибки была рассчитана функция ослабления по формуле (2) с числом членов ряда *N* = 30 и *K* = 300. Затем из полученной функции вычитались её значения для *N* = 4 и *K* = 300 (сплошная линия) и *N* = 1 и *K* = 300 (пунктирная). Как видно из графика, уже при *N* = 4 обеспечивается погрешность вычисления функции, в пересчете на метры по формуле $\Delta x = \Delta\varphi \cdot \lambda/(2\pi)$, не более 0,16 м, что в большинстве случаев может оказаться достаточным, а при *N* = 1 – не более 3,25 м. Вычисления проводились над двухкусочной трассой земля-море с приведенными выше параметрами. Длина участка моря x_1 = 100 км.

Таблица

Величина множителя $e^{-bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1}$

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Земля	0.216	0.064	0.024	9.83e-3	4.41e-3	2.08e-3	1.03e-3	5.25e-4	2.76e-4
Море	0.494	0.108	0.036	0.014	6.05e-3	2.78e-3	1.34e-3	6.73e-4	3.48e-4

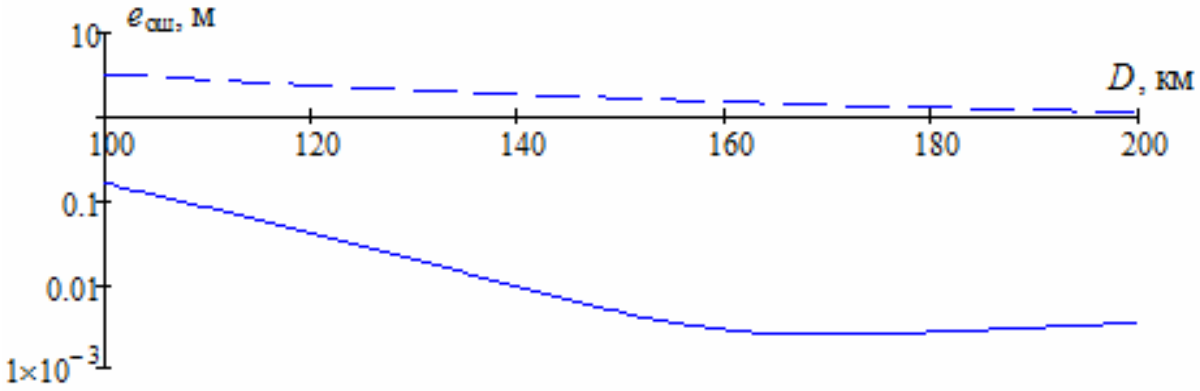


Рис. 1. Зависимость ошибки определения координат от N
(сплошная – N = 4, пунктирная N = 1)

Вычислять указанную выше экспоненту не обязательно, достаточно в память компьютера записать необходимые значения $\ln(A_{\max})$, где $A_{\max}$ – максимальное значение произведения $bt_n^{\mathrm{Im}'}x_1$ и сравнивать $A_{\max}$ с текущим значением данного произведения.

Однако, в связи с медленностью сходимости ряда в выражении (2) при малых расстояниях от границы участков или близости излучателя, данная формула имеет ограничения на применимость. В этих случаях можно применять формулу, предложенную Фейнбергом. В случае двухкусочной трассы для второго участка будем иметь:

$$V_2(D) = V_{02}(D,\delta_2) + j\sqrt{\frac{D}{\pi}}\left(\sqrt{s_1}-\sqrt{s_2}\right)\int_0^{x_1}\frac{V_1(x,\delta_1)V_{02}\left((D-x),\delta_2\right)}{\sqrt{x(D-x)}}dx, \quad (4)$$

где $V_1(D,\delta_1)$ – функция ослабления на трассе с поверхностным импедансом δ_1, $V_{02}(D,\delta_2)$ – функция ослабления на трассе с поверхностным импедансом δ_2, $s = jk\left(1-\sqrt{1-\delta^2}\right)$.

В случае третьего участка формула будет следующей:

$$V_3(D) = V_{03}(D,\delta_3) + j\sqrt{\frac{D}{\pi}}\left[\left(\sqrt{s_1}-\sqrt{s_3}\right)\int_0^{x_1}\frac{V_1(x,\delta_1)V_{02}\left((D-x),\delta_3\right)}{\sqrt{x(D-x)}}dx + \right.$$
$$\left. +\left(\sqrt{s_2}-\sqrt{s_3}\right)\int_{x_1}^{x_2}\frac{V_2(x)V_{03}\left((D-x),\delta_3\right)}{\sqrt{x(D-x)}}dx\right], \quad (5)$$

где $V_{03}(D,\delta_1)$ – функция ослабления на трассе с поверхностным импедансом δ_3.

Подставив (4) в (5), легко видеть, что при вычислении функции ослабления на третьем участке с использованием данных формул требуется вычислять интеграл в интеграле, что существенно увеличивает время счета. Поэтому к численному методу вычисления интегралов, присутствующих в (4) и (5) предъявляются жесткие требования по объему этих вычислений. Также при выборе способа интегрирования следует учитывать, что представленные интегралы имеют особенности на краях интервала интегрирования. С этой точки зрения, хорошо подходит квадратурная формула Эрмита наивысшей степени точности [4]. В этом случае интеграл в выражении (4) будет выглядеть: D, км

$$\int_0^{x_1} \frac{V_1(x,\delta_1)V_{02}\left((D-x),\delta_2\right)}{\sqrt{x(D-x)}}dx = \frac{\pi}{n}\sum_{k=1}^{n}\left[V_1(t,\delta_1)V_{02}\left((D-t),\delta_2\right)\sqrt{\frac{x_1-t}{D-t}}\right], \qquad (6)$$

где $t = x_1 \dfrac{1+\cos\left(\dfrac{2k+1}{2n}\pi\right)}{2}$, k = 0, 1, …

На рис. 2 представлен график ошибки расчета функции ослабления с использованием интеграла (6). Вычисления проводились при n = 20 и x_1 = 20 км. При расчёте зависимости ошибки была вычислена опорная функция ослабления по формуле (4), вычисление интеграла было проведено с точностью 10^{-3}.

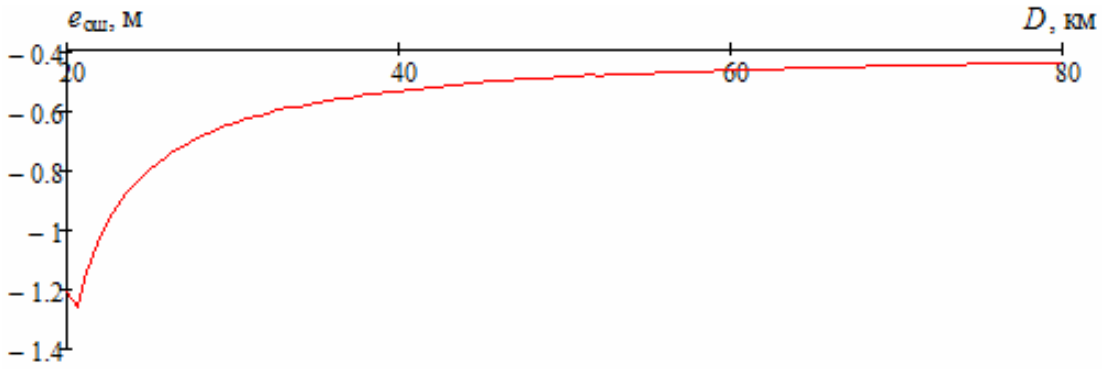


Рис. 2. Ошибка вычисления функции ослабления при использовании квадратурной формулы Эрмита

Как показывают вычисления, данная формула хорошо подходит при малой длине первого участка. При протяженных трассах следует использовать формулу Калинина или их комбинацию. Критерий выбора оптимального числа членов ряда можно распространить на многокусочные трассы с числом участков более двух и применять к каждой из сумм.

Список литературы

1. Чёрный, Ф. Б. Распространение радиоволн / Ф. Б. Черный – М.: Светское радио, 1962. – 480 с.

2. Калинин Ю. К. Некоторые вопросы распространения радиоволн над неоднородной сферической поверхностью Земли. Труды ИЗМИРАН, 1960, вып.17.

3. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль Земной поверхности. М., Наука, 1999г. – 496с.

4. Вержбицкий В. М. Численные методы (математический анализ и обыкновенные дифференциальные уравнения): Учеб. пособие для вузов – 2е изд., испр. – М.: ООО «Издательский дом «ОНИКС 21 век»», 2005. – 400 с.: ил.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

С. В Балландович, Г. А. Костиков, М. И. Сугак (научный руководитель)

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
197376, СПб, ул. Профессора Попова, д.5., тел. 2340434
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Представлены результаты разработки плоских остронаправленных печатных отражательных антенных решеток. Приводятся экспериментальные данные по приему на ОАР телевизионного сигнала со спутника.

В ряде случаев для приема сигнала спутникового телевидения целесообразно применение плоских антенных решеток [1]. Среди них по стоимости, технологичности и весу выгодно отличаются печатные отражательные антенные решетки (ОАР).

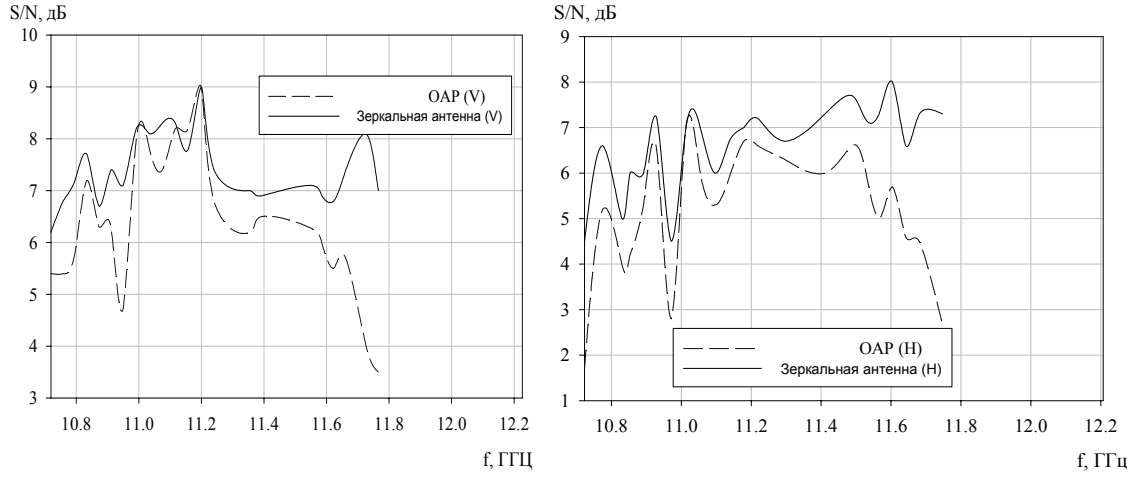
Методика проектирования печатных ОАР общеизвестна и широко представлена в литературе [2-9]. Перед расчетом геометрии слоя с печатными элементами (ПЭ) необходимо выбрать материал диэлектрической подложки, а также форму самих элементов. Для реализации режима приема сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризацией наиболее подходящая форма элементов – квадратная или круглая. В докладе приведены результаты расчета и экспериментального исследования характеристик ОАР с комбинированными ПЭ, когда для расширения интервала диапазона регулировки фазы, часть элементов имеет квадратную, а часть - крестообразную форму.

Рис. 1. Внешний вид исследуемой ОАР

Печатный элемент должен обладать одновременно достаточной шириной рабочей полосы частот и необходимым диапазоном регулировки фазы рассеянного поля. С

увеличением относительной диэлектрической проницаемости подложки однослойного ПЭ (при сохранении ее толщины) ширина полосы рабочих частот ПЭ сужается, но при этом увеличивается диапазон регулировки фазы рассеянного поля. Многослойные элементы решают эти проблемы – они обладают и широкой полосой рабочих частот и большим диапазоном регулировки фазы, однако ОАР на них сложнее и дороже в изготовлении. Проведенные исследования показывают, что диапазон регулировки фазы на одном элементе в 320° - 310° приводит к потерям в коэффициенте направленного действия в 0.5 дБ, что можно считать приемлемым для изготовления остронаправленных спутниковых ОАР.

В представленной в данном докладе реализации антенны (рис.1) в качестве диэлектрической подложки был использован листовой пенополиэтилен ($\varepsilon \approx 1$), а печатные элементы выполнены в форме квадратов и крестов.



а) б)

Рис. 2 Отношение сигнал/шум на выходе ресивера: а – для вертикальной поляризации, б – для горизонтальной поляризации.

Представлены результаты расчета частотной зависимости коэффициента направленного действия (КНД) ряда ОАР, выполненные электродинамически, на основе специализированных пакетов, иллюстрирующие влияние толщины и диэлектрической проницаемости подложки.

В докладе также приведены результаты электродинамического анализа и экспериментального исследования ОАР на щелевых элементах специальной формы. Дуальный отражательный элемент представляет собой щель в металлическом листе, расположенном над экраном. Даны результаты сравнения их электрических характеристик.

Оценка коэффициента усиления (КУ) ОАР производилась методом сравнения с эталоном, в качестве которого использовалась стандартная офсетная зеркальная антенна диаметром 0.9 м. Прием сигнала со спутника осуществлялся на стандартную аппаратуру, в качестве критерия сравнения использовалось отношение сигнал/шум на выходе ресивера. Измерения осуществлялись в полосе 10.7 – 11.8 ГГц (рис. 2). Как видно из приведенных кривых, на частоте 11.2 ГГц печатная ОАР эквивалентна

эталонной зеркальной антенне, на частотах 10.7 ГГц и 11.6ГГц она уступает зеркальной антенне по отношению сигнал/шум на 1 дБ.

Список литературы

1. М. Д. Парнес. Фазированные антенные решетки // Телеспутник, 1997, №8, с. 58.
2. Обуховец В. А., Касьянов А.О., Микрополосковые отражательные антенные решетки –М.: Радиотехника, 2006. с. 147-154.
3. J. Huang, J.A. Encinar. Reflectarray Antennas- Wiley-IEEE Press, 2007, 216 pages
4. Балландович С. В., Костиков Г. А., Сугак М. И. Печатные отражательные антенные решетки с диаграммой направленности специальной формы. Антенны. М. N6 , 2008 , с.45-50.
5. Балландович С. В., Костиков Г. А., Сугак М. И. Проектирование печатных отражательных антенных решеток с применением метода фазового синтеза. Севастополь. Материалы 18-й международной крымской конференции «СВЧ Техника и телекоммуникационные технологии», 2008 г., с 415-416.
6. Multifed Printed Reflectarray With Three Simultaneous Shaped Beams for LMDS Central Station Antenna// M. Arrebola, J.A.Encinar, M.Barba. IEEE Transactions on antennas and propagation vol. 56, No 6, June 2008, p.1518-1527.
7. Pozar D.M., Shaubert D.H., Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with Idealized Probe Feed // IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-32, N 10, October 1984,p.
8. Encinar J.A., Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size // IEEE Trans. on Antennas Propagat., 2001. Vol. 49, №10, p. 1403-1410.
9. Guo Y.J., Barton S.K., Phase Correcting zonal reflector incorporating rings // IEEE Trans. on Antennas Propagat. 1995. Vol. 43, №4, p. 350-355.

ТРЕХСЛОЙНАЯ ПЕЧАТНАЯ ПРОХОДНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

С. В Балландович, Г. А. Костиков, А. А. Пташкин,
М. И. Сугак (научный руководитель)

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
197376, СПб, ул. Профессора Попова, д.5., тел. 2340434
E-mail: n-ferno@bk.ru

Представлены результаты проектирования и экспериментального исследования плоской остронаправленной линзовой антенны, выполненной из трех печатных слоев, разделенных тонким слоем диэлектрика с низкой диэлектрической проницаемостью.

Проходные печатные антенные решетки (АР) [1,2] выгодно отличаются перед отражательными [3] отсутствием затенения раскрыва облучателем, а также эксплуатационными преимуществами. Вместе с тем, известные реализации проходных печатных АР содержат большое (до 6-ти) количество слоев и сводят на нет технологические достоинства печатных антенн. В данной работе реализована печатная проходная АР с минимальным числом слоев, обеспечивающим приемлемые характеристики направленности.

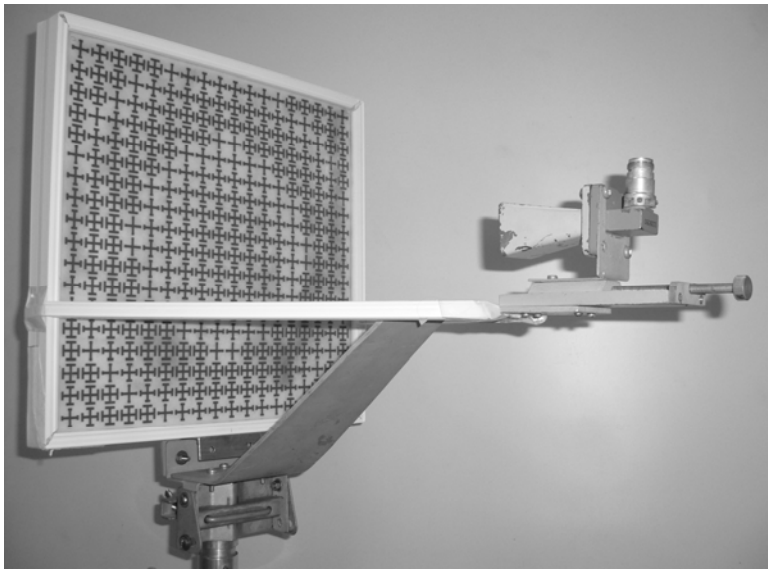


Рис. 1. Внешний вид ПАР (вид со стороны облучателя).

В целях обеспечения двуполяризационного режима работы в качестве базового элемента АР была выбрана особая форма печатных элементов (ПЭ) (рис.2), которая, при использовании трех слоев обеспечивает регулировку фазы прошедшего поля в диапазоне ψ=0-290˚, при относительно высоком отношении вперед-назад (рис.3,4), причем зависимость фазы от изменяемого параметра носит почти линейный характер. Этот интервал регулировки фазы надо рассматривать как компромисс между сложностью всей системы и качеством реализованного фазового распределения в раскрыве антенны. Более простые формы ПЭ – квадрат или круг, не обеспечивают необходимый диапазон регулировки фазы в приемлемом диапазоне отношения вперед-назад.

Геометрия всей решетки рассчитана по известной методике исходя из предположения о сферическом характере волны облучателя [4]. Размеры антенны около 11.7 x 11.7 длин волн, общее число элементов в каждом слое – 324.

В докладе приведены расчетные и экспериментальные диаграммы направленности (рис.5). Уровень кроссполяризации в нормальном направлении – 27 дБ. Рабочая полоса частот по уровню - 3 дБ составляет почти 14% (рис.6).

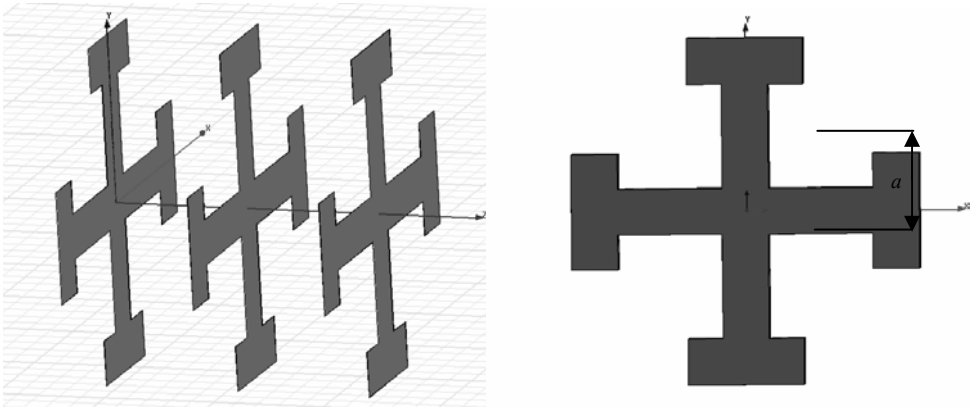


Рис. 2. Геометрия печатного элемента, *a* – варьируемый параметр геометрии

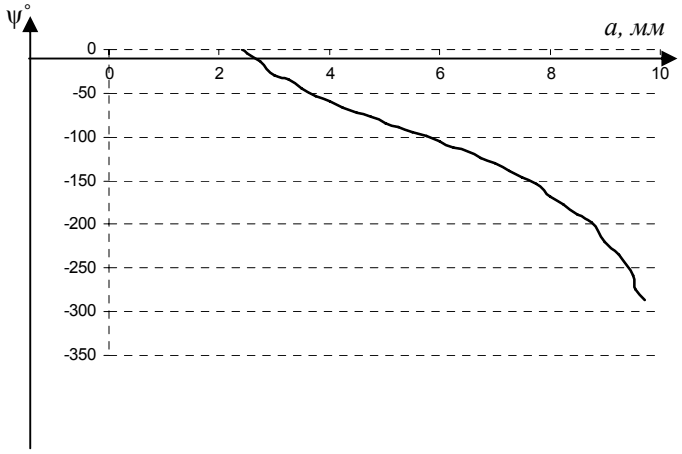


Рис. 3. Зависимость фазы рассеянного поля от параметра *a*

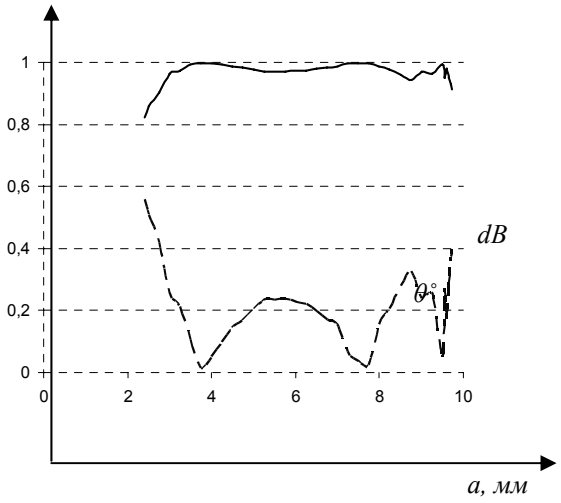


Рис. 4. Зависимость коэффициентов передачи (сплошная линия) и отражения (пунктир)

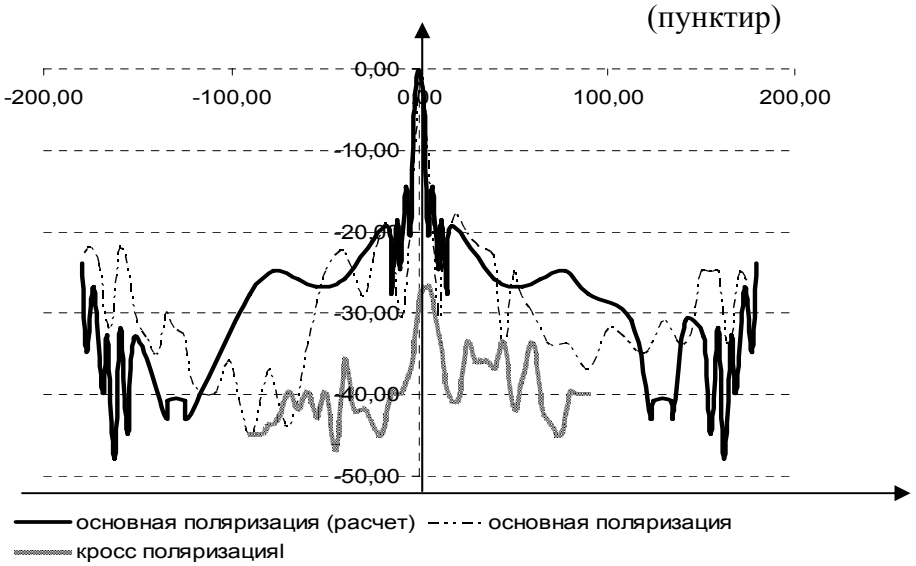


Рис. 5. Диаграмма направленности проходной печатной АР

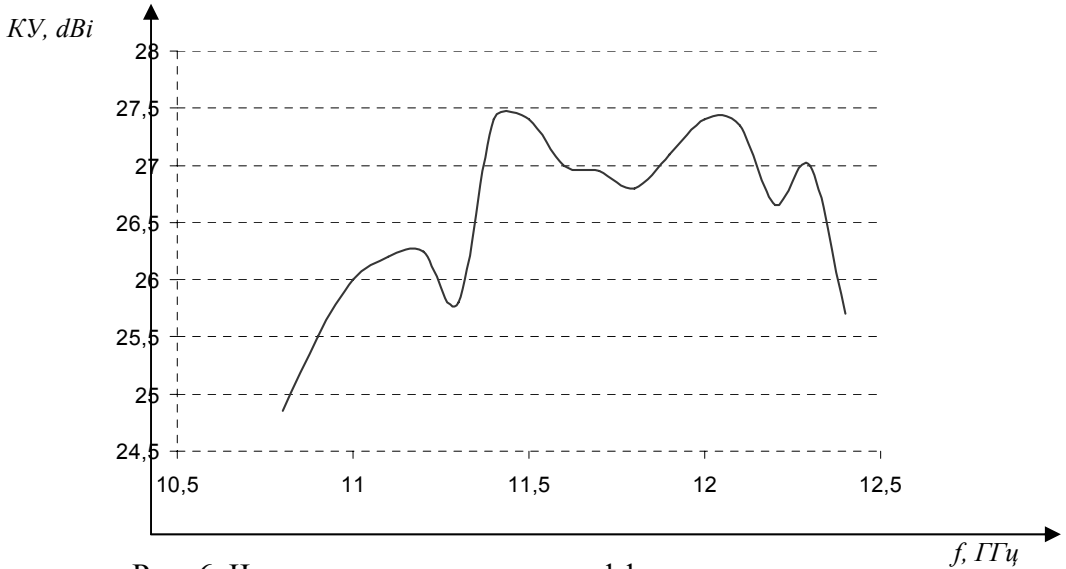


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента усиления

Список литературы

1. Multibeam Discrete Lens Arrays with Amplitude-Controlled Steering," S. Romisch, D. Popovic, N. Shino, R. Lee, Z. Popovic, IEEE MTT-S Digest, 2003.

2. D. Popovic and Z. Popovic, "Multibeam antennas with polarization and angle diversity," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 50, pp. 651 - 657, May 2002.

3. Обуховец В.А., Касьянов А.О., Микрополосковые отражательные антенные решетки –М.: Радиотехника, 2006.

4. Балландович С.В., Костиков Г.А. , Сугак М.И. Проектирование печатных отражательных антенных решеток с применением метода фазового синтеза. Севастополь. Материалы 18-й международной крымской конференции «СВЧ Техника и телекоммуникационные технологии», 2008 г., с 415-416.

ПОЛОСКОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ НА ДВОЙНОЙ ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

Ф. Г. Сухин*, А. М. Сержантов**, А. А. Лексиков* (научный руководитель)

*Институт физики им. Л.В. Киренского
660036, Красноярск, Академгородок
**Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Работа посвящена исследованию новой конструкции полоскового резонатора на двух подвешенных в металлическом корпусе диэлектрических подложках с параллельными полосковыми проводниками, из которых хотя бы часть закорочена одним концом на экран. Проведены исследования добротности и отношения частот первых двух мод в зависимости от зазора между подложками, их толщины, ширины полоскового проводника и т.д. Показано, что добротность подобных резонаторов существенно выше, чем микрополосковых.

Применение многопроводных полосковых резонаторов на подвешенной подложке [1,2] позволяет существенно понизить границу частотного диапазона, в котором планарные структуры заменяют *LC*-контуры в конструкциях полосно-пропускающих фильтров, что делает последние более технологичными и виброустойчивыми. Кроме того, бóльшая собственная добротность подобных резонаторов, по сравнению с микрополосковыми, делает их привлекательными и для конструирования фильтров дециметрового диапазона длин волн [3,4]. В настоящей работе предложены конструкции резонаторов, которые образуют полосковые проводники, сформированные на двух подвешенных подложках в металлическом корпусе-экране. Это позволяет разрабатывать еще более низкочастотные фильтры на основе керамических подложек стандартных размеров.

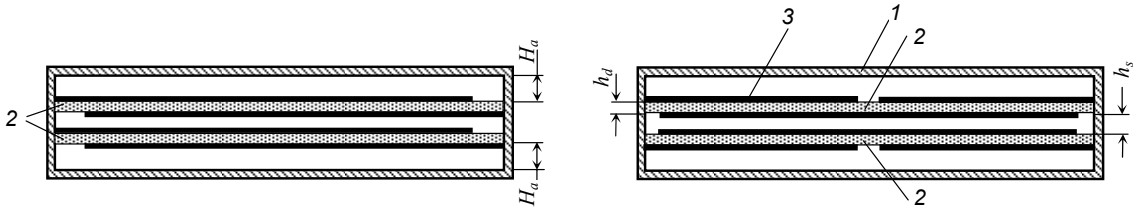


Рис. 1. Конструкция полоскового резонатора на двойной подвешенной подложке: *1* – металлический корпус, *2* – диэлектрические подложки, *3* – полосковые проводники

На рис. 1 изображены в разрезе два варианта конструкции исследуемого резонатора. Он представляет собой металлический корпус *1*, в котором подвешены параллельно друг другу две диэлектрические подложки *2* с некоторым зазором (h_s) между ними. На поверхности подложек нанесены параллельные друг другу полосковые проводники *3* одинаковой ширины. В первом варианте конструкции на каждой из поверхностей подложек нанесено по одному полосковому проводнику, которые одним концом замкнуты на экран. Во втором варианте на внутренние поверхности подложек нанесено по одному разомкнутому полосковому проводнику, а на внешние поверхности – по два, причем они замкнуты одним концом на корпус с противоположных краев подложек. Фактически, в первом варианте конструкции на каждой из подвешенных подложек выполнены полосковые проводники, топология которых подобна топологии полосковых проводников резонатора на одной подвешенной подложке, описанного в [1]. Второй же вариант соответствует в этом смысле резонатору, описанному в [2]. Подобные конструкции, как известно [1,2] достаточно точно описываются трехмерными электродинамическими моделями в известных пакетах программ, например, в MicroWave Office или MicroWave Studio. Этот факт позволил изучить влияние конструктивных параметров резонаторов на их основные характеристики, не прибегая к эксперименту.

Исследовано поведение двух основных характеристик резонаторов: собственной добротности Q_0 и отношения частот двух первых мод колебаний f_2/f_1 в зависимости от диэлектрической проницаемости подложек ε, а также от следующих конструктивных параметров резонаторов: H_a – расстояния от подложки до верхней и нижней стенок корпуса (высоты экранирующих крышек), W – ширины полосковых проводников, h_d – толщины подложек и h_s – расстояния между подложками. Выбор этих характеристик в качестве исследуемых обусловлен тем, что от добротности резонаторов в первую очередь зависят потери в полосе пропускания разрабатываемого на их основе фильтра, а частотное положение второй моды определяет ширину высокочастотной полосы заграждения. Так как собственная добротность резонаторов зависит от частоты, для определенности и корректности сравнения результатов нами в исследовании была зафиксирована частота первого резонанса f_1=300 МГц, которая при варьировании ε и других конструктивных параметров всякий раз подстраивалась подбором длины полосковых проводников с точностью ±0.5%.

Как показали исследования, изменение диэлектрической проницаемости подложек при фиксированных всех остальных конструктивных параметрах резонаторов практически не влияет ни на соотношение частот их первых двух мод, ни на величину собственной добротности их первого резонанса. Поэтому остальные исследования характеристик резонаторов от их конструктивных параметров проводились для подложек с ε=80 и $\mathrm{tg}\delta=10^{-4}$, что соответствует керамике ТБНС, широко используемой в вышеуказанном частотном диапазоне.

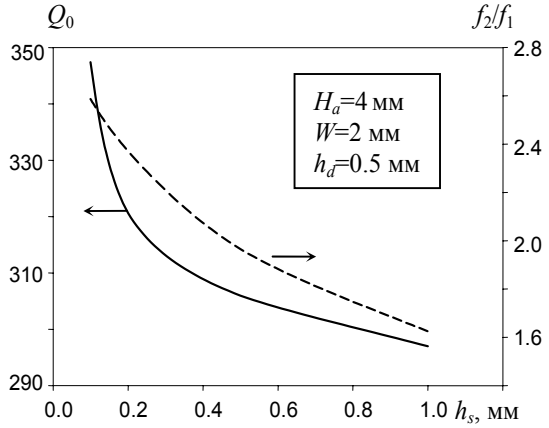


Рис. 2. Зависимость собственной добротности и отношения частот двух первых мод резонатора от расстояния между подложками

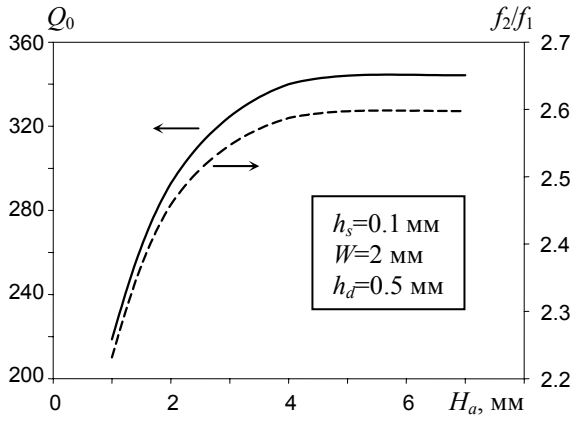


Рис. 3. Зависимость собственной добротности и отношения частот двух первых мод резонатора от высоты экранирующих крышек

На рис. 2, 3, 4 и 5 приведены результаты исследования величины собственной добротности резонатора Q_0 (сплошная линия) и отношения резонансных частот первых двух мод колебаний (штрихи) в зависимости от расстояния между подложками h_s, высоты экрана H_a, толщины подложек h_d и ширины полосковых проводников W для первого варианта конструкции резонатора. Однако, как оказалось, и для второго варианта конструкции зависимости для отношения частот точно такие же, а для добротностей подобны, причем сами величины добротностей примерно в 1.2 раза больше. На вставках рисунков указаны значения конструктивных параметров, не изменяемых в конкретном исследовании. Отметим, что толщина медных полосковых проводников была выбрана 0.02 мм.

Как видно на рис. 2, собственная добротность резонаторов и отношение частот первых двух мод увеличиваются с уменьшением расстояния между подложками. Этот факт можно объяснить тем, что фактически каждый из исследуемых резонаторов представляет собой конструкцию, образованную двумя сильно взаимодействующими резонаторами, описанными в [1] и [2]. Поэтому первые две моды каждого из исследуемых в данной работе резонаторов это, по сути, резонансы связанных колебаний двух вышеупомянутых резонаторов. Так как при уменьшении h_s увеличивается взаимодействие между резонаторами, соответственно растет расталкивание частот их собственных колебаний, а, следовательно, и отношение f_2/f_1. Также вследствие удаления резонансов друг от друга растет и собственная добротность первого резонанса. На рис. 3 представлены исследуемые характеристики резонатора в зависимости от расстояния между подложками и экранирующими крышками. Видно, что собственная добротность резонаторов быстро растет с увеличением H_a, достигая насыщения при $H_a \approx 4$ мм. Такое поведение добротности характерно для всех экранированных полосковых конструкций – при снижении высоты экрана растут потери резонатора в результате увеличения диссипации энергии его полей в стенках экрана. Рост Q_0 и f_2/f_1 с уменьшением толщины подложек h_d у исследуемых резонаторов (рис. 4) связан, по-видимому, с тем, что при этом также растут добротности «исходных» резонаторов [1,2] и индуктивное взаимодействие

между ними, последнее увеличивает расталкивание между резонансами. На рис. 5 видно, что Q_0 растет и с увеличением ширины полосковых проводников. Такая закономерность также характерна для полосковых конструкций, и она обусловлена тем очевидным фактом, что с ростом W уменьшаются плотности токов в проводниках, а соответственно и тепловые потери в них. Увеличение f_2/f_1 с ростом W можно связать с увеличением расталкивания вышеупомянутых резонансов вследствие возрастания емкостного вклада во взаимодействие между ними.

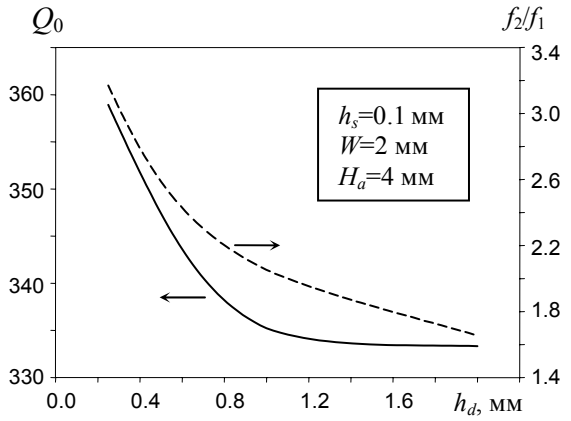


Рис. 4. Зависимость собственной добротности и отношения частот двух первых мод резонатора от толщины подложек

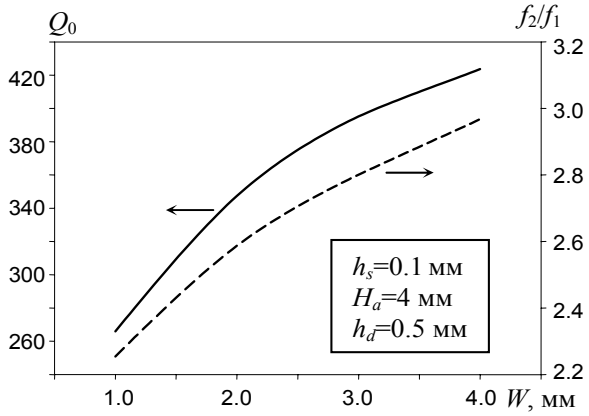


Рис. 5. Зависимость собственной добротности и отношения частот двух первых мод резонатора от ширины полосковых проводников

Полученные результаты показывают, что предложенная конструкция резонатора перспективна для разработки на ее основе миниатюрных фильтров верхней части метрового диапазона длин волн. Например, резонатор на подложках с ε=80 и толщиной h_d=0.5 мм, h_s=0.1 мм, W=2 мм имеет добротность Q_0=350 на частоте f_1=300 МГц, отношение частот первых двух мод $f_2/f_1\approx3$ и внутренние размеры корпуса 12×6×9 мм.

Работа поддержана грантом № НШ-3818.2008.3 и Интеграционным проектом №5 СО РАН.

Список литературы

1. Лексиков А.А., Сухин Ф.Г. // КрыМиКо’2006. Севастополь, 11-15 сентября 2006 г.: Материалы конференции. – Севастополь: “Вебер”, 2006. – С. 653-654.

2. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г.// Известия ВУЗов. Физика. – 2008. – Т. 51. - № 9/2. – С. 146-149.

3. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Казаков А.В. Полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ № 2237320, Бюл. Из. № 27, 2004.

4. Zhang Yu., Zaki K.A., Piloto A.J., Tallo J. // IEEE TMT&T, – 2006. – V.54. – N. 8. – P. 3370-3377.

АНАЛИЗ ПОМЕХ ОТРАЖЕНИЯ В НЕОДНОРОДНЫХ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Е. А. Вершинин, С. Н. Трофимов, К. Е. Афанасьев (научный руководитель)

Кемеровский государственный университет
650043, Кемерово, ул. Красная, 6
E-mail: keen@kemsu.ru, sergei@kemsu.ru, keafa@kemsu.ru

В настоящей работе рассматривается анализ помех отражения в неоднородных многопроводных линиях передачи во временной области. Анализ проводится с помощью TVD-схемы метода Годунова. Проведено сравнение результатов численного моделирования с результатами других авторов. Результаты численного моделирования представлены в виде графиков для напряжений в сигнальной и пассивной линиях.

В радиоэлектронных устройствах присутствует огромное количество различных соединений элементов. В условиях постоянного усложнения техники и увеличения плотности монтажа на печатных платах задача анализа линий передачи становится одной из основных, поскольку она связана с необходимостью учета все большего числа факторов, способных нарушить целостность передаваемого сигнала, что может привести к нарушению функционирования радиоэлектронного устройства в целом. В результате этого моделирование распространения сигналов по многопроводным линиям передачи является на сегодняшний день важной и актуальной задачей.

Целью работы является создание программного комплекса анализа многопроводных неоднородных рассогласованных линий передачи.

Отличительной особенностью неоднородных линий передачи является то, что коэффициенты распространения, волновое сопротивление и фазовая скорость таких линий в общем случае являются функциями координат, а отраженные волны возникают не только на концах линий, но и во всех ее сегментах. Используемый в настоящей работе подход анализа неоднородной линии передачи заключается в замещение ее каскадным соединением однородных линий с различными, но постоянными в пределах каждого сегмента, параметрами [1]. Анализ временного отклика в многосегментной линии передачи выполняется с помощью TVD-схем метода Годунова.

1. Постановка задачи

В общем случае N-проводная линия передачи сигналов описывается обобщенными телеграфными уравнениями. Система из $2N$ уравнений имеет следующий вид [2]:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial}{\partial x}U(x,t) &= R\cdot I(x,t) + L\cdot\frac{\partial}{\partial t}I(x,t) \\ -\frac{\partial}{\partial x}I(x,t) &= U\cdot G(x,t) + C\cdot\frac{\partial}{\partial t}U(x,t) \end{aligned}, \qquad (1)$$

где R, L, C, G - матрицы собственных и взаимных параметров проводников.

Граничные условия системы (1) имеют вид:

$$\begin{aligned} U_i\big|_{x=0} &= E_i\cdot\frac{Z_i}{R_{g_i}+Z_i} + K_i\cdot U_i^-,\ K_i = \frac{R_{g_i}-Z_i}{R_{g_i}+Z_i} \\ U_i\big|_{x=l} &= Q_i\cdot U_i^+,\ \ Q_i = \frac{R_{n_i}-Z_i}{R_{n_i}+Z_i} \end{aligned},$$

где U_i - напряжение в i-м проводнике, K_i-коэффициент отражения обратной

волны от источника энергии в i-м проводнике, E_i - напряжение на источнике энергии, R_{g_i} - сопротивление источника энергии, Q_i - коэффициент отражения прямой волны от оконечной нагрузки в i-м проводнике, R_{n_i} - сопротивление оконечной нагрузки, Z_i - волновое сопротивление i-го проводника, $i = \overline{1, N}$.

2. Метод С.К. Годунова

Поскольку переходные процессы в проводных структурах описываются системой гиперболических уравнений, то для анализа временного отклика в несогласованной линии может быть использован метод Годунова [3]. В основе метода лежит идея использования точных решений уравнений с кусочно-постоянными начальными данными для построения разностной схемы. Для многопроводной линии без потерь $(R = 0, G = 0)$ систему (1) можно записать в виде:

$$A\frac{\partial}{\partial t}U + B\frac{\partial}{\partial x}U = 0, \tag{2}$$

где A и B матрицы соответствующих коэффициентов при напряжениях и токах, U-вектор столбец напряжений и токов. Поскольку A и B симметрические матрицы, причем матрица A - положительно определенная, то систему (2) можно привести к каноническому виду с диагональной матрицей M:

$$\frac{\partial}{\partial t}V + M\frac{\partial}{\partial x}V = 0. \tag{3}$$

Данная система (3) распадается на m независимых уравнений для отдельных компонент $v^{(m)}$:

$$\frac{\partial v^{(m)}}{\partial t} + \mu_m \frac{\partial v^{(m)}}{\partial x} = 0.$$

Компоненты $v^{(m)}$ носят название римановых инвариантов и сохраняют постоянные значения вдоль характеристик $dx / dt = \mu_m$.

3. Численные результаты

Пример 1. Вычислим временной отклик для схемы на рис. 1 из работы [4].

Таблица 1

$L_{11} = L_{22}$	494.6 нГн/м
$L_{12} = L_{21}$	63.3 нГн/м
$C_{11} = C_{22}$	62.8 пФ/м
$C_{12} = C_{21}$	-4.9 пФ/м
R_1=50 Ом, $R_2 = R_3 = R_4$=100 Ом	

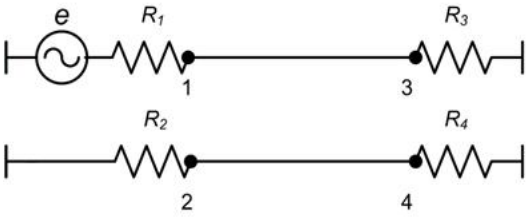
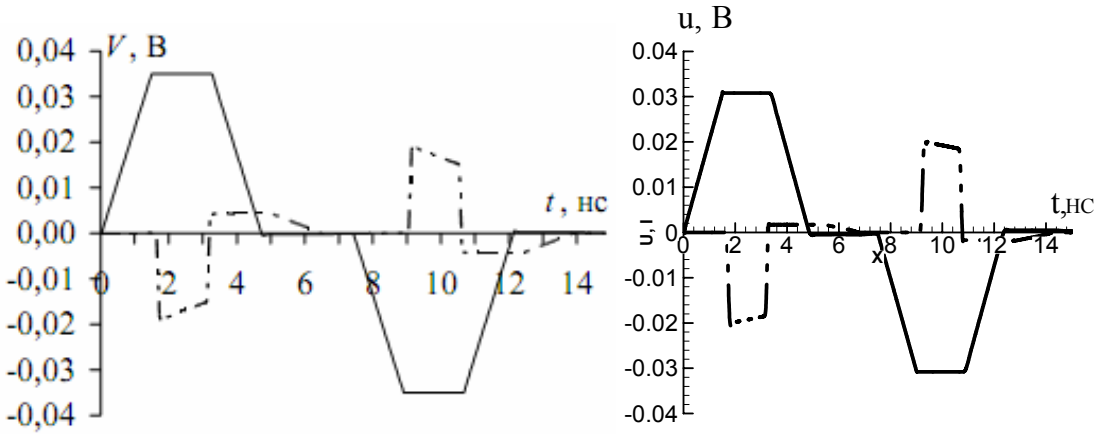


Рис. 1. Линия передачи с двумя сигнальными проводниками

На активный проводник подается трапециевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0 = 1$ В, длительность вершины $t_d = 6$ нс, время фронта и спада $t_r = t_f = 1{,}5$ нс (параметры линии представлены в Таблице 1).



а) б)

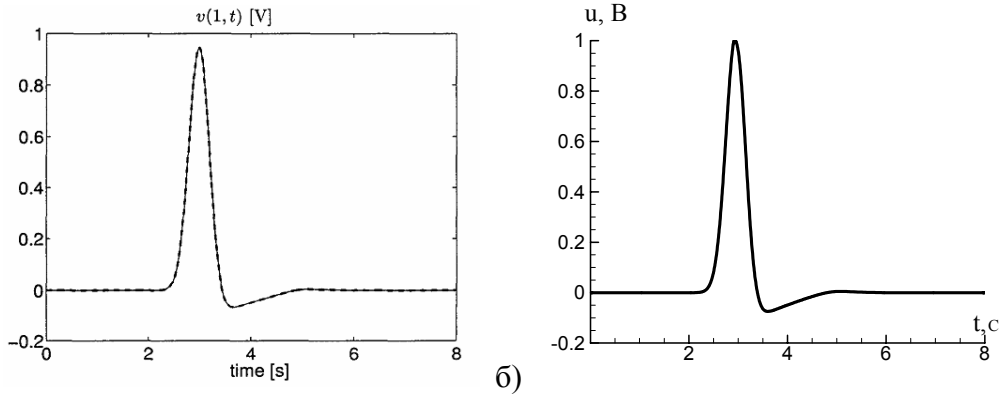
Рис. 2. Форма напряжений в пассивной линии: а – результат из работы [1], б – результаты, полученные авторами статьи

На рис. 2 представлены формы напряжений на выводах пассивной линии (рис. 2, а, б). Сплошная линия – напряжение в начале линии, штрихпунктирная - напряжение в конце линии. В пассивной линии возникает наведенный сигнал, вызванный электромагнитными наводками от активной линии (сплошная линия – перекрестная помеха на ближнем конце, штрихпунктирная – перекрестная помеха на дальнем конце). Из рисунков видны хорошие совпадения форм сигнала и пиковых значений напряжения.

Пример 2. Рассмотрим неоднородную (экспоненциальную) линию, описанную в работе [5].

Параметры линии: $l = 1$ м, $L^0 = 1$ Гн/м, $C^0 = 1$ Ф/м. Индуктивность и емкость изменяются по следующему закону: $L(x) = L^0 e^{\sigma x}$, $C(x) = C^0 e^{-\sigma x}$, $\sigma = \ln 4$. В линию подается колоколообразный импульс: $e = \exp\left\{-\dfrac{(t-T_s)^2}{2\Delta_s^2}\right\}, T_s = 2c,\ \Delta_s = 0.2c$.

На рис. 3 приведена форма напряжения в конце экспоненциальной линиии.



а) б)

Рис. 3. Изменение напряжения в согласованной экспоненциальной линии: а – результат из работы [5], б – результаты, полученные авторами статьи

В линии, несмотря на то что она согласована и отражений от нагрузки в конце линии нет, появляются отражения сигнала, т. к. в неоднородной линии передачи отраженные волны возникают не только на концах линий, но и во всех ее сечениях. Полученные результаты это подтверждают.

Заключение

На основании приведенных результатов можно сделать вывод о возможности применения разработанного программного комплекса для задачах анализа многопроводных неоднородных несогласованных линий для анализа перекрестных наводок в межсоединениях печатных плат. Что является предметом проводимых в настоящее время исследований.

Список литературы

1. Hsue, C.-W. Modified Transmission and Reflection Coefficients of Nonuniform Transmission Lines and Their Applications / T.-W. Pan, C.-W. Hsue // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. - 1998. - Vol. 46. - No. 12. - P. 2092-2097.

2. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 2. -4-е изд./ Демирчян К.С., Нейман Л. Р., Коровкин Н. В., Чечурин В. Л. – СПб.:Питер, 2006. – 576 с.

3. Численное решение многомерных задач газовой динамики /Под ред. С.К. Годунова. – М.:Наука, 1976. – 374 с.

4. Djordjevic, A.R. Analysis of Time Response of Lossy Multiconductor Transmission Line Networks/ A. R. Djordjevic , T. K. Sarkar // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. - 1987. - Vol. 35. - No. 10. - P.898-908.

5. Canavero, F.Weak solution of the nonuniform multiconductor transmission lines / F. Canavero, S. Grivet-Talocia // Electromagnetic Compatibility. – 1998. –Vol. 2. – P.964-968.

АМПЛИТУДНЫЙ СВЧ МАНИПУЛЯТОР НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В. Н. Удалов, В. П. Разинкин

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: razinkin@ktor.ref.nstu.ru

Рассмотрен амплитудный СВЧ манипулятор на полевых транзисторах, в котором в цепи управляющего сигнала предложено использовать гауссовский фильтр нижних частот. Показано, что линейность фазочастотной характеристики гауссовского фильтра позволяет получить малую длительность переходных процессов и апериодическую форму огибающей выходного высокочастотного сигнала. Это обеспечивает существенное уменьшение межсимвольных искажений при осуществлении многоуровневой квадратурной амплитудной манипуляции.

Быстродействие полевого транзистора в режиме переключения определяется его входной емкостью, которая с учетом эффекта Миллера может достигать значительной величины, до десятков пикофарад. Для подведения управляющего сигнала в цепь затвора плевого транзистора, используемого в качестве коммутационного устройства в амплитудном манипуляторе, применим фильтр нижних частот, как показано на рис. 1.

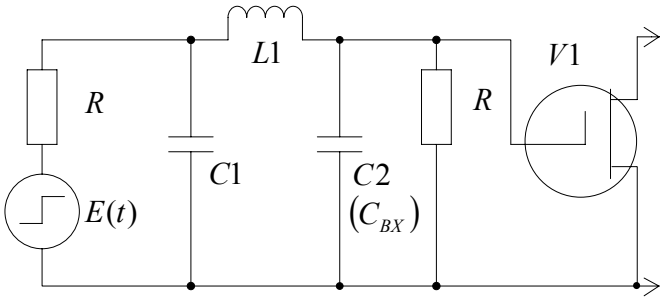


Рис. 1. Коммутационное устройство на полевом транзисторе
с фильтром нижних частот в цепи затвора

Для определения переходной характеристики схемы рис. 1 по цепи управляющего сигнала воспользуемся следующей формой интегрального преобразования Фурье

$$h(t) \approx \frac{2}{\pi} \int_0^{10\cdot\omega_C} \frac{\mathrm{Re}\left[S_{21}(j\omega)\right]}{\omega} \sin(\omega t) d\omega, \tag{1}$$

где ω_C - частота среза фильтра нижних частот; $j = \sqrt{-1}$; $S_{21}(j\omega)$ - комплексный коэффициент передачи фильтра нижних частот, нагруженного на согласованные нагрузки R.

Расчет комплексного коэффициента передачи фильтра нижних частот $S_{21}(j\omega)$ проведем матричным методом. Для этого с помощью $\mathbf{A}_i$ - матриц каждого элемента фильтра определим результирующую $\mathbf{A}$ - матрицу

$$\mathbf{A}(j\omega) = \prod_{i=1}^{n} \mathbf{A}_i(j\omega), \tag{2}$$

где n - порядок фильтра.

Для емкостного элемента фильтра нижних частот $\mathbf{A}_i$ - матрица имеет вид:

$$\mathbf{A}_i(j\omega) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_i R & 1 \end{bmatrix}. \tag{3}$$

Для индуктивных элементов фильтра нижних частот $\mathbf{A}_{i+1}$ - матрица имеет вид:

$$\mathbf{A}_{i+1}(j\omega) = \begin{bmatrix} 1 & \dfrac{j\omega L_{i+1}}{R} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{5}$$

По найденной частотной зависимости элементов $\mathbf{A}(j\omega)$ определяем частотную зависимость комплексного коэффициента передачи $S_{21}(j\omega)$

$$S_{21}(j\omega) = \frac{2}{A_{1,1}(j\omega) + A_{1,2}(j\omega) + A_{1,2}(j\omega) + A_{2,2}(j\omega)}. \tag{6}$$

С помощью соотношений (1) - (6) и численного интегрирования были рассчитаны переходные характеристики для различных типов фильтров нижних частот третьего

порядка. Значения элементов нормированного гауссовского низкочастотного прототипа были приняты равными: $g_1 = 0{,}3364$; $g_2 = 0{,}9674$; $g_3 = 2{,}196$. Соответственно для баттервортовского нормированного низкочастотного прототипа значения элементов равны: $g_1 = 1{,}00$; $g_2 = 2{,}00$; $g_3 = 1{,}00$. Переходные характеристики для различного типа фильтров нижних частот приведены на рис. 2, на котором для сравнения приведена также переходная характеристика для фильтра первого порядка, содержащего одну входную емкость (кривая 1). Анализ графиков рис. 2 показывает, что практически монотонную переходную характеристику имеет гауссовский фильтр (кривая 2). Баттервортовский (кривая 3) и чебышевский (кривая 4) фильтры имеют выбросы до 10%. Переходные характеристики с таким большим выбросом не позволяют получить удовлетворительные результаты при использовании рассматриваемого коммутационного устройства для получения многопозиционной квадратурной амплитудной манипуляции и квадратурной амплитудно-фазовой манипуляции.

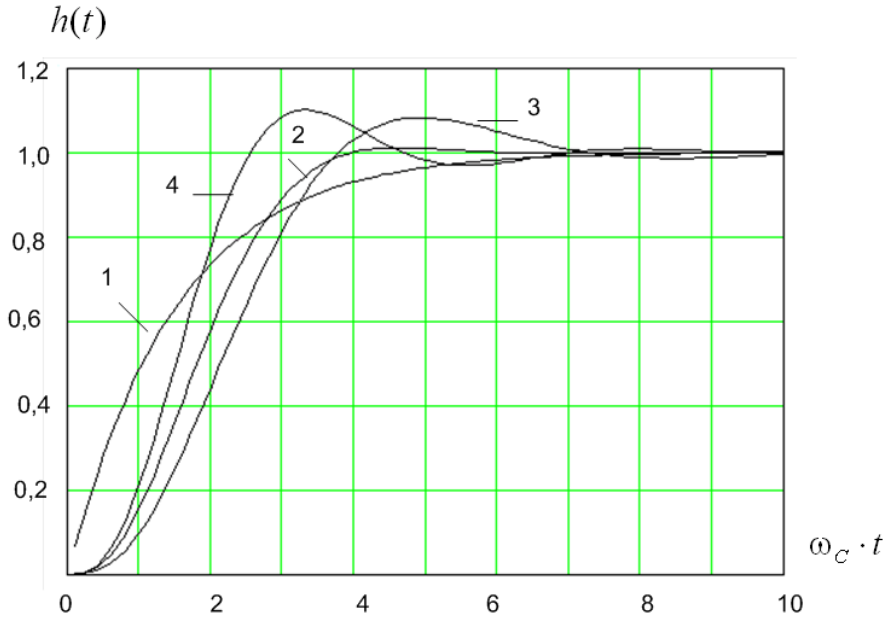


Рис. 2. Переходные характеристики фильтров нижних частот: 1 – фильтр первого порядка; 2 – гауссовский фильтр третьего порядка; 3 – баттервортовский фильтр третьего порядка; 4 – чебышевский фильтр третьего порядка.

Следует отметить, что гауссовские фильтры нижних частот были впервые применены при осуществлении узкополосной частотной манипуляции с минимальным сдвигом (GMSK), у которой индекс модуляции равен 0,5. Это обеспечило существенное уменьшение ширины спектра выходного сигнала.

Практически важным является то, что прототип гауссовского фильтра третьего порядка имеет самую большую нормированную емкость, равную 2,196. Прототип баттервортовского фильтра имеет нормированную емкость, равную 1,0. Сопоставление этих значения позволяют сделать вывод о том, что при использовании гауссовского фильтра длительность фронта управляющего сигнала в цепи затвора коммутатора будет в 2,196 раза меньше, чем при использовании баттервортовского фильтра.

Показателем спектральной эффективности цифровых амплитудных манипуляторов является относительный уровень мощности в полосе частот соседнего канала

$$\gamma = 10 \lg \frac{\int\limits_{\omega_0 - \Delta\omega_p - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \Delta\omega_p + \frac{\Delta\omega}{2}} G(\omega)\, d\omega}{\int\limits_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} G(\omega)\, d\omega}. \qquad (7)$$

где $G(\omega)$ - энергетический спектр выходного сигнала амплитудного манипулятора; $\Delta\omega$ - полоса рабочих частот канала передачи информации; ω_0 - центральная частота канала; $\Delta\omega_P$ - частотный интервал между двумя соседними каналами.

При выполнении конкретных расчетов энергетический спектр $G(\omega)$ в соотношении (7) при условии $\Delta\omega_P = 2\Delta\omega$ можно представить в виде суммы соответствующих отсчетов прямого дискретного преобразования Фурье для управляющего сигнала в цепи затвора полевого транзистора

$$\gamma = 10 \lg \frac{\sum\limits_{k=2N_C}^{N} \left| x_k^2 \right|}{\sum\limits_{k=0}^{N_C} \left| x_k^2 \right|}, \qquad (8)$$

где x_k - отсчеты управляющего сигнала на входе фильтра; N_C - количество дискретных составляющих преобразования Фурье, соответствующих полосе пропускания канала передачи информации.

Расчеты по критерию спектральной эффективности (8) показывают, что применение гауссовского фильтра третьего порядка в цепи управления позволяет улучшить γ на 14 -15 дБ. Дальнейшее улучшение спектральной эффективности систем с амплитудной манипуляцией следует обеспечивать с помощью полосно-пропускающих фильтров на выходе манипулятора.

Выводы.

1. Применение на входе полевого транзистора корректирующей цепи для управляющего сигнала в виде фильтра нижних частот обеспечивает повышение в 1,4 раза быстродействия амплитудного манипулятора.

2. Корректирующая цепь для управляющего сигнала полевого транзистора в виде гауссовского фильтра нижних частот при любом порядке фильтра обеспечивает минимальные искажения управляющих сигналов прямоугольной формы.

3. Установлено, что корректирующий гауссовский фильтр нижних частот для управляющего сигнала 3÷5 порядка позволяет на 14-15 дБ улучшить спектральную эффективность цифровых модуляторов с амплитудной манипуляцией.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТРАНСФОРМАТОРА АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ В ВОЛНОВОДНОМ ВАРИАНТЕ

А. Е. Цупиков, Ю. И. Чони (научный руководитель),

Казанский государственный технический университет им. А. Н. Туполева
420111, РТ, г. Казань, ул. К.Маркса, 10
E-mail: artur.tsupikov@gmail.com

В докладе рассматривается достаточно универсальная конструкция диаграммо-образующей схемы как средство воспроизведения решений задачи синтеза апертурных антенн и решеток X диапазона. Обсуждаются вычислительные аспекты электродинамической модели волноводного варианта трансформатора амплитудно-фазовых распределений.

Полный синтез антенн включает в себя внешнюю и внутреннюю электродинамические задачи. В первой – по заданной диаграмме направленности (ДН) (чаще всего по требуемой амплитудной ДН (АДН)) ищется оптимальное амплитудно-фазовое распределение (АФР) в раскрыве антенны. Во второй – по найденному АФР выбирается тип диаграммо-образующей схемы (ДОС) и осуществляется ее проектирование [1].

Среди многих методов решения первой задачи отметим метод парциальных диаграмм, изложенный Д.М. Сазоновым в [1] и известный на Западе как “beamforming method” [2], применимый как к синтезу эквидистантных линейных и плоских решеток, так и к синтезу непрерывных линейных антенн и прямоугольных раскрывов. В последнем случае использование набора парциальных ДН, максимум каждого из лучей которого соответствует нулям остальных, служит эвристически оправданным способом регуляризации искомого решения, имеющим глубокую аналогию с теоремой В.А. Котельникова в радиотехнике. В нашей работе [3] предложена модификация этого метода, использующая неопределенность фазовой диаграммы при синтезе антенны по заданной АДН в интересах повышения точности приближения. Показано, что для реализации косекансной АДН с продольно ориентированным (под углом в 6° к апертуре) максимумом излучения необходимо специфическое несимметричное АФР, представленное на рис.1.

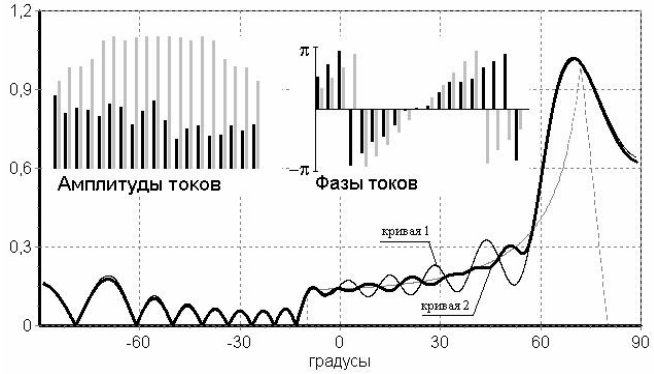


Рис. 1. Структура АФР

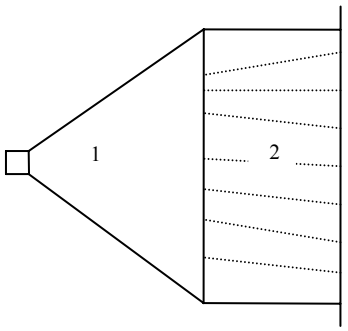


Рис. 2. Схема ДОС

В сантиметровом диапазоне представляется достаточно универсальной и одновременно обладающей широкими возможностями ДОС, состоящая из рупора 1 и

системы профилированных волноводов 2. Рупор выполняет функции пространственного делителя мощности, а система волноводов – трансформатора АФР, преобразующего АФР облучающего рупора в требуемое АФР антенного раскрыва (например, представленное на рис. 1). Несмотря на громоздкость подобной конструкции, она находит практическое применение [4], благодаря отмеченным выше достоинствам.

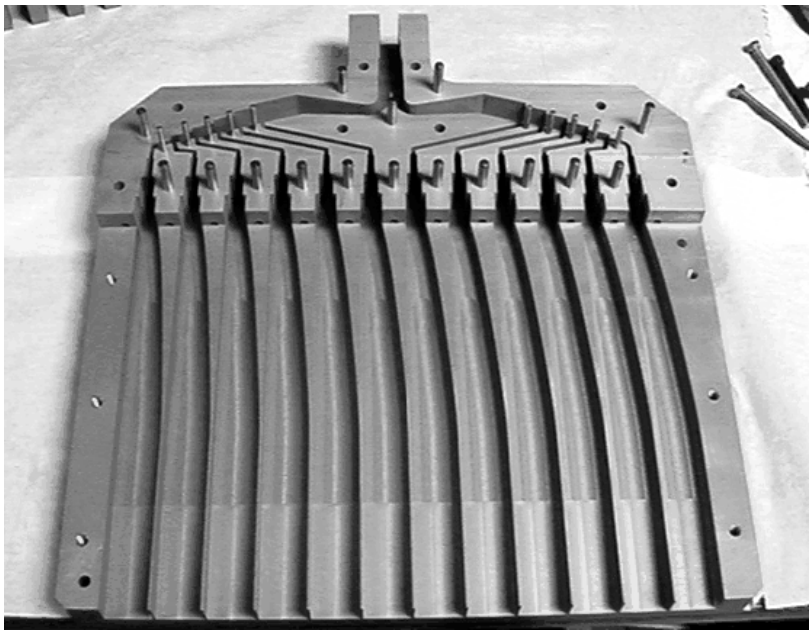


Рис. 3. ДОС радара X-диапазона

Совершенно очевидно, что проектирование трансформатора АФР требует расчетов, базирующихся на строгой электродинамической модели, учитывающей взаимное влияние отдельных волноводных каналов, как со стороны рупора, так и через свободное пространство. Структура поля внутри рупора и в прямоугольных волноводах сколь угодно точно может быть описана соответствующим числом собственных мод. Основную сложность вызывает расчет поля со стороны свободного пространства в плоскости излучающего раскрыва, который можно рассматривать как щель в неограниченной идеально проводящей плоскости.

Раскладывая поле в щели по пространственным гармоникам при условии $E_\tau = 0$ вне щели, задачу можно свести к расчету поля совокупности дуплетов из листов перпендикулярно поляризованных магнитного и электрического токов, возбуждающих однородные и поверхностные плоские волны. В этом случае, излучение дуплета направленно только в одну сторону от щели, в свободное пространство, причем касательные компоненты поля на плоскости тождественно равны нулю. Решение задачи строится как набор большого числа мод поля, порожденных магнитными и электрическими токами следующей структуры: $\vec{\eta}_{\substack{y \\ x}}^{\,m} = I_{\substack{oy \\ ox}}^{m} \cdot e^{\pm j\beta_y y} \cdot e^{\pm j\beta_x x}$ $\vec{\eta}_{\substack{y \\ x}}^{\,э} = I_{\substack{oy \\ ox}}^{э} \cdot e^{\pm j\beta_y y} \cdot e^{\pm j\beta_x x}$. Коэффициенты разложения определяются из условия сшивания полей в раскрыве со стороны свободного пространства и на выходе трансформатора АФР.

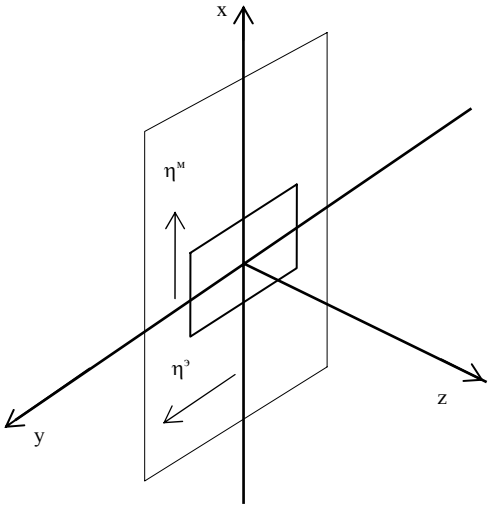


Рис. 3. Щель в бесконечно проводящей плоскости и дуплеты магнитного и электрического поверхностных токов

Нахождение касательных компонент поля H связано с вычислением интегралов следующего вида

$$H(x) = \int_0^\infty F(\beta_x) \frac{1}{\sqrt{k - \beta}} d\beta_x \,, \qquad (1)$$

где $F(\beta_x)$ есть функция, связанная со спектром $S(\beta_x)$ разложения базисных волноводных функций в ряд Фурье следующим образом

$$F(\beta_x) = \frac{S(\beta_x)}{\sqrt{k + \beta_x}} e^{j\beta_x x} \,. \qquad (2)$$

Как видно, интеграл (1) имеет особую точку при $\beta_x = k$, где подынтегральная функция стремиться к бесконечности. Тем не менее, это интегрируемая особенность и интеграл может быть определен численно при замене бесконечного предела на достаточно большой конечный интервал. Острый практический интерес представляют способы сокращения временных затрат на вычисление интегралов (1) при заданной их точности. Это обусловлено тем, что для аккуратного сшивания полей приходится учитывать большое число волн, что приводит к росту размерности задачи и неизбежно увеличивает объем вычислений, причем основные ресурсы тратятся на расчет интегралов (1).

Одним из возможных вариантов оптимизации расчетов является, анализ подынтегральной функции, выделение участка вблизи особой точки и разбиение интервала интегрирования на ряд меньших интервалов с учетом скорости изменения функции на каждом из них. Дополнительным способом сокращения временных затрат является представление функции $F(\beta_x)$ на малом интервале в окрестности особой точки полиномом подходящей (как правило, не выше третьей) степени, что позволяет использовать аналитическое выражение для интеграла на упомянутом интервале. Соответственно вне этого интервала подынтегральная функция имеет существенно меньшую крутизну изменения, что обуславливает более высокую скорость алгоритма численного интегрирования.

В таблице приведены результаты сравнения трех вариантов разбиения интервала интегрирования при интегрировании по Симпсону выражения (1). Жирным шрифтом представлено минимальное полное число обращений к процедуре расчета подынтегральной функции, которое достигается при числе интервалов разбиения, указанном в скобках.

Таблица

Число обращений к подынтегральной функции

Варианты разбиения интервала интегрирования	Точность интегрирования			
	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
Геометрическая прогрессия	**40** (4)	**40** (4)	**48** (6)	**136** (6)
Равномерное разбиение	**760** (32)	**2 504** (57)	**8 640** (57)	**33 056** (73)
Без разбиения: 1 интервал	**16 384**	**131 072**	**524 288**	**2 097 152**

Как видно из таблицы, наиболее быстрым является способ расчета интеграла при разбиении общего интервала на участки, длина которых увеличивается в геометрической прогрессии по мере удаления от особой точки. Обнаружено, что самые быстрые вычисления имеют место при значении знаменателя прогрессии в интервале от 2 до 6. Выигрыш в быстродействии становиться все более заметным при увеличении точности интегрирования.

Список литературы

1. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высшая шк., 1988. – 432 с.

2. Constantine A. Balanis. Antenna theory. Analysis and Design. – New York: John Wiley&Sons.Inc, 1982. – p.790.

3. Чони Ю. И., Цупиков А. Е. Повышение точности воспроизведения заданной ДН при синтезе линейных излучателей и решеток в рамках метода парциальных диаграмм – Антенны. 2007, №8 (123), с. 34–36.

4. 2009 CST AG - http://www.cst.com

ВОЛНА E_{01} В ЗАПРЕДЕЛЬНОМ ДВУХСЛОЙНОМ КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

О. И. Ширенкова, А. А. Жуков (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, г.Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: gyk@elefot.tsu.ru

Приведены результаты исследования затухания волны E_{01} в запредельном круглом двухслойном волноводе. Рассмотрены физические причины высокой чувствительности мнимой части постоянной распространения к изменению диэлектрической проницаемости слоев. Показано, что рассматриваемый волновод в запредельной области частот обладает рядом свойств, позволяющих разрабатывать на его основе бездисперсионные преобразователи для измерения диэлектрической проницаемости материалов и сред.

Мнимая часть постоянной распространения волны E_{01} в запредельном круглом многослойном волноводе может изменяться в широких пределах при изменении материальных и геометрических параметров одного из слоев [1]. Эта особенность круглых

волноводов с радиально ступенчатыми на поперечном сечении неоднородностями может использоваться для контроля диэлектрических свойств текучих и твердых материалов [2,3]. В работе [4] показано, что особенности поведения постоянной распространения волны E_{01} в запредельном круглом многослойном волноводе вызваны изменением структуры поля этой волны.

С практической точки зрения представляет интерес исследование частотной зависимости мнимой части постоянной распространения волны E_{01} в запредельном круглом двухслойном волноводе.

Базовой электродинамической моделью измерительных ячеек для исследования электрофизических свойств различных материалов волноводным методом в широком диапазоне частот является круглый осесимметричный волновод. Его поперечное сечение представляет собой набор примыкающих друг к другу коаксиальных цилиндрических слоев (рис.1.)

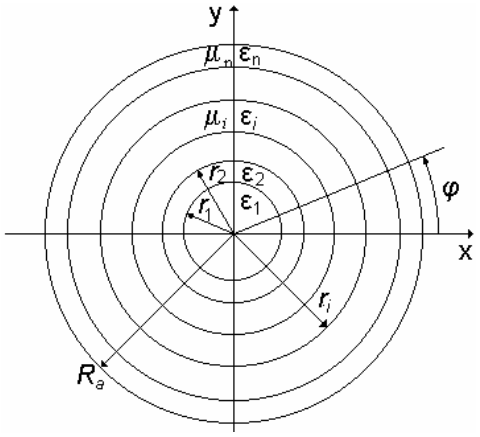


Рис. 1. Круглый многослойный волновод

Наиболее удаленный от центра цилиндр имеет номер N и окружен металлическим экраном радиуса R_a. Количество цилиндров и соотношение их параметров определяют постоянную распространения $k_0\Gamma = k_0\Gamma' + jk_0\Gamma''$ на заданной частоте $\omega = k_0 \cdot c$ электродинамического процесса.

Постоянная распространения определяется из решения уравнений Максвелла для поставленной граничной задачи. Предполагается, что электромагнитное поле в волноводе описывается функцией вида:

$$E, H \sim \Phi(\rho)\exp[j(\omega t + n\varphi + k_0\Gamma z)],$$

где z – направление распространения (ось волновода) в цилиндрической системе координат (r,φ,z), ω – круговая частота, n – число вариаций поля в азимутальном направлении, Γ – постоянная распространения, нормированная на волновое число свободного пространства k_0 , $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. В этом случае уравнения Максвелла сводятся к системе обобщенных волновых уравнений.

$$\xi^2 \frac{d^2 e_z}{d\xi^2} + \xi \frac{de_z}{d\xi} + (\xi^2 - n^2)e_z = 0,\ \xi^2 \frac{d^2 h_z}{d\xi^2} + \xi \frac{dh_z}{d\xi} + (\xi^2 - n^2)h_z = 0$$

где $\vec{h} = \rho_0 \vec{H}$, $\vec{e} = j\vec{E}$, $\xi = \rho\chi$, $\chi^2 = \varepsilon\mu - \Gamma^2$, $\rho_0 = 120\pi\,(Ом)$.

Общее решение этих уравнений представляет собой линейную комбинацию функций Бесселя $J_n(\xi)$ и Неймана $N_n(\xi)$.

Радиальные и азимутальные составляющие электрического и магнитного полей выражаются через соответствующие им продольные компоненты и их производные.

С учетом непрерывности касательных составляющих полей на границе раздела сред, условий в центре волновода и на внешней границе формируется дисперсионное уравнение. При таком подходе дисперсионное уравнение формируется в неявном виде и допускает лишь численный анализ. На основе рассмотренной математической модели была составлена программа и проведены расчёты зависимостей мнимой части постоянной распространения $k_0\Gamma''$ волны E_{01} от изменения геометрических и материальных параметров волновода в запредельной области частот.

На рисунке 2 представлена зависимость мнимой части постоянной распространения волны E_{01} от отношения радиусов слоёв при различных значениях волнового числа k_0. Вычисления проводились при фиксированных значениях диэлектрической и магнитной проницаемостей слоев $(\mu_1 = \mu_2 = 1, \varepsilon_1 = 1, \varepsilon_2 = 80)$. Кривые 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 рассчитаны для волнового числа k_0 равного 0.1, 1, 2, 3, 4, 6, 10 [1/м] соответственно.

Из графиков видно, что при r_1/R_α=0.8 -:-1.0 мнимая часть постоянной распространения практически не зависит от частоты. Расчеты так же показывают, что при изменении k_0 от 0.1 до 0.5 зависимости $k_0\Gamma''(r_1/R_a)$ отличаются незначительно.

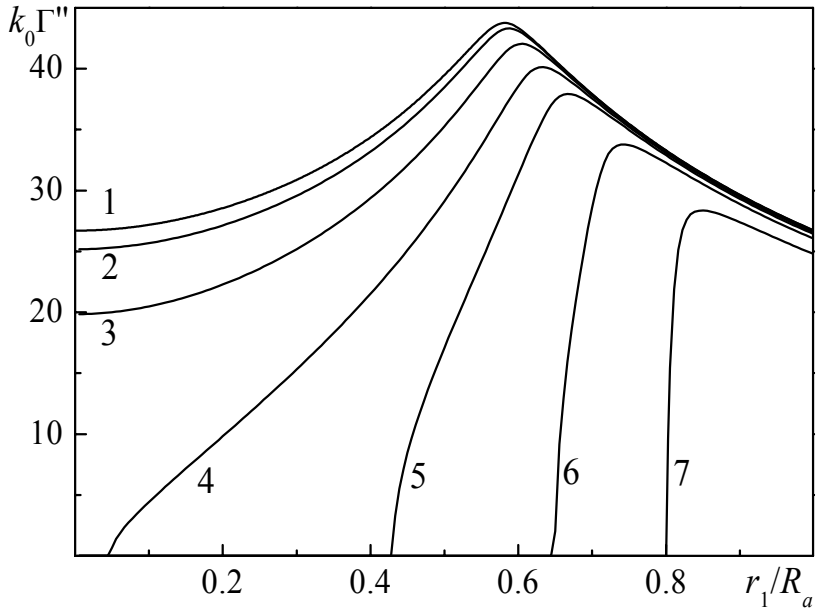


Рис. 2. Зависимость мнимой части постоянной распространения волны E_{01} двухслойного круглого волновода ($\varepsilon_1<\varepsilon_2$) от отношения радиусов слоёв при различных значениях волнового числа k_0

На рисунке 3 представлена зависимость мнимой части постоянной распространения волны E_{01} от отношения радиусов слоёв при различных значениях волнового числа k_0. Вычисления проводились при фиксированных значениях диэлектрической и магнитной проницаемостей слоев $(\mu_1 = \mu_2 = 1, \varepsilon_1 = 80, \varepsilon_2 = 1)$. Кривые 1, 2, 3, 4, 5, 6 рассчитаны для волнового числа k_0 равного 0.1, 2, 3, 4, 6, 10 [1/м] соответственно.

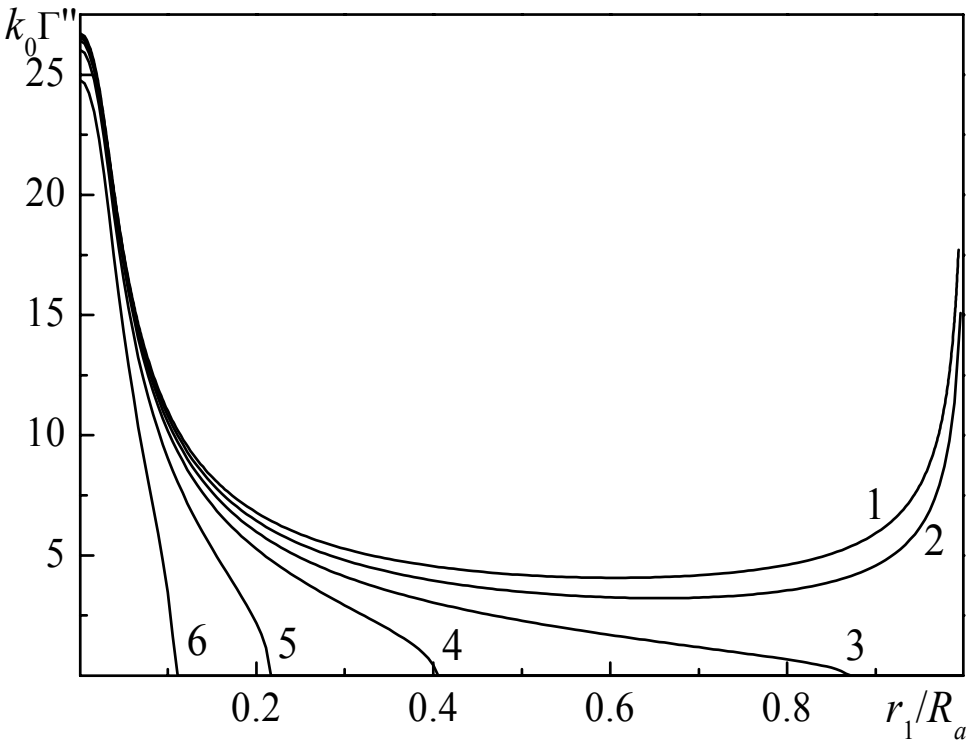


Рис. 3. Зависимость мнимой части постоянной распространения волны E_{01} двухслойного круглого волновода ($\varepsilon_1>\varepsilon_2$) от отношения радиусов слоёв при различных значениях волнового числа k_0

Из графика видно, что при малом отношении радиусов r_1/R_α=0-:-0.1 постоянная распространения практически не зависит от частоты. Кроме этого, что при изменении k_0 от 0.1 до 1 зависимости $k_0\Gamma''(r_1/R_a)$ отличаются незначительно.

Установленные эффекты позволяют рассматривать отрезки запредельных двухслойных волноводов в качестве бездисперсионных измерительных ячеек при значительном изменении частоты.

Список литературы

1. Жуков А.А., Редькин Г.А., Мудров А.Е., Хасанов В.Я. Контроль электрофизических параметров текучих сред радиоволновыми методами на запредельных волноводах //Дефектоскопия. 1998. № 10. С. 47-58.

2. Kapilevich B., Mudrov A., Ogourtsov S., Redkin G., Zhukov A. Microwave/RF Sensors for Composition Control of Continuous Flows // Proceedings of 2001 IEEE-Russia conference MEMIA’2001: Microwave Electronics: Measurements, Identification, Application. – Novosibirsk, Russia, 18-20 Sept. 2001. – P. 210-215.

3. Устройство для измерения электрофизических свойств текучей среды в трубопроводе. РФ. Патент на изобретение №2203482. Зарегистрирован в Государственном реестре РФ 27.04.2003

4. Zhukov A.A., Redkin G.A., Mudrov A.E., Meshcherykov V.A., Khasanov V.Ya. Electromagnetic Processes in the Multilayer Circular Cut-Off Waveguides // Proceedings of 2001 IEEE-Russia conference MEMIA'2001: Microwave Electronics: Measurements, Identification, Application. – Novosibirsk, Russia, 18-20 Sept. 2001. – P. 61-66.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЕМОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПОДЛОЖКЕ

О. Л. Ярыгина, А. Ф. Копылов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, Красноярск, пр.Свободный, 76
E-mail: kopAPh @yandex.ru

В настоящей работе предпринимается попытка определить направление работ по оптимизации электрофизических параметров активного полупроводникового слоя управляемой микрополосковой линии передачи (УМПЛ), выполненной на полупроводниковой арсенид-галлиевой или кремниевой подложке. УМПЛ образует контакт Шоттки к активному слою полупроводника, либо отделена от этого активного слоя структурой металл-диэлектрик – полупроводника (МДП). Целью оптимизации является такой подбор электрофизических параметров активного полупроводникового слоя, при котором отрезок линии передачи способен реализовывать на сверхвысоких частотах (СВЧ) преимущественно либо элемент с управляемы затуханием (аттенюатор), либо элемент с управляемым фазовым сдвигом (фазовращатель). Приведены результаты моделирования отрезка УМПЛ с различными электрофизическими параметрами. Обсуждаются первые результаты оптимизации.

При реализации СВЧ устройств различного функционального назначения одним из существенных требований к устройствам является то, что при выполнении устройством одной функции, например, управления амплитудой проходящего через устройство сигнала (функция аттенюатора), неизбежное изменение другой функции – изменение фазы проходящего сигнала (функция фазовращателя), должно быть минимальным [1]. Это требование в полной мере относится и к СВЧ устройствам, реализация которых возможна на основе использования так называемой управляемой микрополосковой линии передачи (УМПЛ). Эта линия содержит отрезок микрополосковой линии передачи, образующий к активному полупроводниковому слою арсенида галлия (кремния) либо контакт Шоттки, либо МДП-структуру. Активный слой полупроводника, в свою очередь, выполнен на полуизолирующей подложке из того же материала, металлизированной с обратной стороны [2]. При изменении потенциала в активном слое полупроводника под линией передачи (канале линии) путем подачи управляющего напряжения, меняются параметры распространения СВЧ электромагнитной волны в линии – погонное затухание и погонная ёмкость линии, что приводит к изменению амплитуды и фазы проходящего через УМПЛ СВЧ сигнала. Неотъемлемым свойством такой структуры является то, что изменение амплитуды неизбежно сопровождается изменением фазы, а изменение фазы – изменением амплитуды [3-5]. Поскольку при реализации того или иного СВЧ устройства на отрезке УМПЛ желательно реализовать существенное изменение основного параметра и обеспечить минимально возможное изменение неосновного, приходится рассматривать вопросы оптимизации электрофизических параметров УМПЛ для достижения этой цели. В настоящей работе мы предприняли попытку оптимизировать некоторые электрофизические параметры УМПЛ путем численного моделирования основных характеристик линии – частотной зависимости коэффициента передачи мощности K_p проходящего через линию СВЧ сигнала (АЧХ), и частотной зависимости фазового сдвига φ_{K_p} этого параметра (ФЧХ).

Основными электрофизическими параметрами УМПЛ, существенно влияющими на её работу как электрически управляемого СВЧ элемента, являются: материал полупроводниковой структуры, равновесная концентрация носителей заряда n_0, подвижность носителей заряда в слабых электрических полях μ_0, толщина активного слоя

d_n при толщине полуизолирующей подложки d_i. Для нашего моделирования мы выбрали в качестве полупроводникового материала GaAs с равновесной концентрацией носителей заряда в активном n-слое полупроводника $n_0 = 1 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$ при подвижности носителей заряда в слабых электрических полях $\mu_0 = 3800 \text{см}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$. Варьируемыми параметрами были толщина активного слоя d_n и толщина полуизолирующей подложки d_i при сохранении их суммарной толщины. Длина отрезка УМПЛ была принята равной 10 мм, нагрузочные сопротивления на входе и выходе линии принимались равными 50 Ом, общая толщина активного слоя и полуизолирующей подложки – 280 мкм. Для сравнения рассматривались АЧХ и ФЧХ для двух вариантов УМПЛ: 1-й вариант, для которого принимались значения $d_n = 10$ мкм, $d_i = 270$ мкм; 2-й вариант, для которого принимались $d_n = 100$ мкм и $d_i = 180$ мкм. Целью моделирования являлось исследование возможности реализации отрезка УМПЛ с преимущественным управлением параметрами АЧХ или ФЧХ коэффициента передачи по мощности. Для моделирования использовалась модель, описанная в [6].

На рис.1 показаны результаты моделирования частотных характеристик двух вариантов УМПЛ: для 1-го варианта ($d_n = 10$ мкм, $d_i = 270$ мкм): кривая 1 – модуль коэффициента передачи по мощности K_P (АЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 2 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В; кривая 3 – фаза φ_{K_P} коэффициента передачи по мощности (ФЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 2 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В; для 2-го варианта ($d_n = 100$ мкм и $d_i = 180$ мкм): кривая 5 – модуль коэффициента передачи по мощности K_P (АЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 6 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В; кривая 7 – фаза φ_{K_P} коэффициента передачи по мощности (ФЧХ линии) при нулевом напряжении в канале $U_C = 0$; кривая 8 – то же для напряжения в канале $U_C = 80$ В. Величина потенциала канала $U_C = 80$ В соответствует насыщению изменения характеристик УМПЛ.

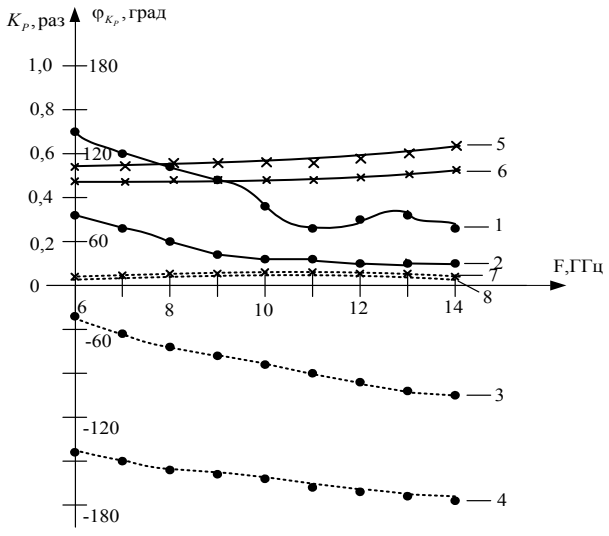


Рис. 1. Частотные характеристики отрезков УМПЛ
с различными электрофизическими параметрами

Как видно на рис.1, наиболее существенное изменение частотных характеристик (и АЧХ и ФЧХ) происходит, как это ни странно, для 1-го варианта УМПЛ, у которого соотношение толщины активного слоя и полуизолирующей подложки d_n / d_i меньше, чем у 2-го варианта УМПЛ. Такой результат явился для нас неожиданным, так как предполагалось, что, чем больше соотношение толщины активного слоя и полуизолирующей подложки, тем больше управление АЧХ ФЧХ УМПЛ из-за увеличения диапазона изменения управляемой части ёмкости УМПЛ в активном слое полупроводника и увеличения диапазона изменения величины потерь из-за увеличения абсолютного значения самого активного слоя. Вероятно, для однозначного определения причин таких результатов (если это вообще возможно, учитывая сложность исследуемой системы) требуется анализ дополнительных данных, как то: частотных зависимостей модуля и фазы, активной и реактивной составляющих волнового сопротивления УМПЛ, частотных зависимостей модуля и фазы, активной и реактивной составляющих коэффициента отражения от входа линии, частотных зависимостей модуля и фазы, активной и реактивной составляющих константы распространения в УМПЛ, вторичных погонных параметров линии и т.п.

Несмотря на сложность объяснения полученных результатов, нам представляется, что научно-практическая ценность проведенных исследований состоит в том, что таким моделированием начинается процесс оптимизации электрофизических и геометрических параметров управляемой линии, результатом которого будет реализация ряда СВЧ устройств: аттенюаторов с малым изменением фазы, фазовращателей и корректоров группового времени запаздывания с малым изменением амплитуды.

Список литературы

1. Попов, А. Р., Копылов, А. Ф., Никитин, В. В, Дегилевич, С. Н. Функционально-волновые устройства обработки информации на СВЧ / В кн.: Автоматизация устройств и систем сверхвысоких частот. Материалы Всесоюзного совещания-семинара. Красноярск, 1984, с. 70-75.

2. Попов А. Р., Копылов, А. Ф., Ризуненко, В. И., Лукичев, А. В. Усиление колебаний в СВЧ резонаторе на арсениде галлия / Известия вузов-Радиоэлектроника. Т28, №5, 1985, с.64-65.

3. Копылов, А. Ф., Попов, А. Р., Ризуненко, В. И. Исследование микрополосковой линии с управляемым затуханием / Сб.тез.докл. Всесоюзной научно-технической конференции “Современные проблемы радиоэлектроники”.М.: МЭИ, 1988, с.225.

4. Копылов, А. Ф., Ризуненко, В. И. Увеличение фазовой скорости электромагнитных волн СВЧ в микрополосковой линии на полупроводниковой структуре / Тез.докл. 45-й научно-технич. конф.”Актуальные проблемы развития радиотехники, электроники, связи”, посв. Дню радио. Ленинград, 1990, с.76.

5. Копылов, А. Ф. Использование управляемой линии передачи для реализации весового устройства ФАР / Материалы 46-й научно-технич. конф.,посвящ. Дню радио “Актуальные проблемы развития радиотехники, электроники, связи”. Ленинград, 1991, с.16-17.

6. Копылов А. Ф., Мисливченко, А. С. Разработка модели электронно-управляемого СВЧ корректора группового времени запаздывания / Сб. научн. ст. “Современные проблемы радиоэлектроники”.-Красноярск: Сибирский федеральный университет; Политехнический институт, 2007.- с. 214-216.

АПОДИЗАЦИЯ СПЕКТРА ДВУМЕРНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА

И. В. Тимофеев[1], С. Я. Ветров[2]

[1] *Институт физики им. Л. В.Киренского СО РАН, 660036, г.Красноярск, Академгородок*
[2] *Сибирский федеральный университет, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26*
E-mail: tiv@iph.krasn.ru

Численно строится спектр пропускания s - поляризованного излучения через двумерный фотонный кристалл. Рассматриваемый кристалл представляет собой упорядоченный набор диэлектрических цилиндров. Спектр существенно изменяется в зависимости от диаметра цилиндров поверхностного слоя структуры. Показано, что параметры поверхностного слоя позволяют устранить в спектре пропускания боковые полосы вблизи низкочастотной границы первой фотонной запрещенное зоны. Однако при этом боковые полосы вблизи высокочастотной границы усиливаются.

1. Фотонные кристаллы (ФК) – структуры с пространственной модуляцией диэлектрических свойств на масштабе порядка световой длины волны. Благодаря наличию фотонных запрещенных зон (ФЗЗ) и необычным дисперсионным свойствам, ФК позволяют реализовать оригинальные способы управления многими аспектами электромагнитного излучения [1-4]. В этом смысле ФК можно рассматривать как оптический аналог полупроводников, в которых периодическое потенциальное поле изменяет свойства электронов вследствие существования запрещенной зоны между валентной зоной и зоной проводимости.

Современные микро- и нанотехнологии дают искусственные ФК-структуры с хорошими допусками. Оптические метаматериалы находят коммерческие применения в просветляющих покрытиях, оптических линзах, фильтрах и ограничителях, ФК-волноводах и так далее. Экспериментально исследуются метаматериалы с отрицательным показателем преломления, ФК-лазеры и преобразователи оптической частоты. Создание таких точных и дорогих устройств сопряжено с поиском и настройкой многих физических параметров и не мыслимо без предварительных расчетов.

2. Электромагнитное поле, распространяющееся в оптически неоднородных средах всевозможной геометрии, подчиняется уравнениям Максвелла, которые редко решаются аналитически. И даже численное моделирование не может быть основано на одном универсальном методе. Большинство программных продуктов для предварительных расчетов, таких как FemLab, AnSys, High Frequency Sequence Simulator основаны на методе конечных элементов (Finite element method – FEM). Конечные элементы расчетной сетки, покрывающей изучаемую область, представляют собой треугольники, или треугольные пирамиды. Это позволяет относительно просто настроить параметры расчета, задать начальные и граничные условия задачи. Однако велики объемы памяти и время, затрачиваемое на расчет. И, как следствие, мала точность получаемых результатов.

В трудных расчетах, например, когда нельзя воспользоваться стационарным приближением или симметрией среды, или когда требуется учесть частотную дисперсию или нелинейность среды, прибегают к классическим методам конечных разностей. В этих методах расчетная область покрывается квадратной сеткой, что позволяет решать задачу по слоям, существенно сокращая время и требования к памяти. Для непосредственной дискретизации роторов в уравнениях Максвелла через элементарные циркуляции используют так называемый метод конечных разностей во временной области (Finite-difference time-domain method – FDTD) [5,6]

Как в FEM, так и в FDTD, особенно в 2- и 3-мерных задачах, трудно смоделировать уход поля из расчетной области, поскольку в этих методах поле отражается от границы

сетки, возвращаясь в расчетную область. Численная постановка идеально поглощающих границ невозможна. Поэтому в задачах переноса, требующих точного расчета коэффициентов отражения и пропускания, используются матричные методы. Поле раскладывается на бегущие и локализованные вблизи границ волны. Вектор комплексных амплитуд этих волн пересчитывается умножением на матрицу коэффициентов в виде матрицы переноса [7,8] или матрицы рассеяния [8-10]. Послойно собирая такую матрицу для всей среды, находят общее пропускание и отражение.

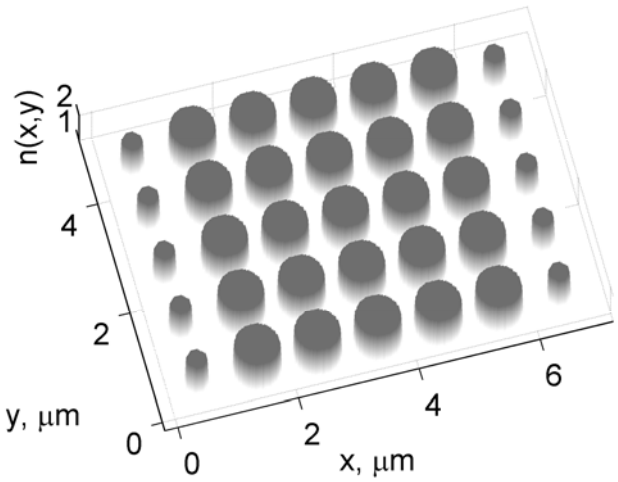


Рис. 1. Показатель преломления среды зависит от двух координат $n(x,y)$. Диэлектрические цилиндры с показателем преломления $n_c = 2$ размещены в среде с показателем преломления $n_0 = 1$. Период квадратной решетки $L = 1$ мкм. Диаметр цилиндра $D_0 = 0{,}8$ мкм. Вдоль оси y цилиндры повторяются бесконечно. Вдоль оси x кристалл ограничен семью слоями. Цилиндры первого и последнего слоев уменьшены в диаметре. Излучение падает вдоль оси x. Напряженность электрического поля направлена вдоль оси z (s-поляризация).

Матрица переноса собирается простым перемножением матриц для соседних слоев. Однако в 2- и 3-мерном случаях матрица переноса неустойчива и экспоненциально расходится. Матрица рассеяния, напротив, состоит из коэффициентов пропускания и отражения в различных направлениях. Простой физических смысл элементов матрицы гарантирует, что они не превышают единицы. Хотя это не обеспечивает безусловной устойчивости, потому что объединение матриц рассеяния соседних слоев включает в себя расчет обратной матрицы. В любом случае может потребоваться дополнительная процедура искусственного сглаживания поля.

3. В данной работе был использован гибридный метод расчета стационарного переноса, состоящий из следующих математически нетривиальных ступеней:

а. Зная электрическую и магнитную напряженности на узлах некоторого слоя сетки, рассчитать поле в следующем слое, используя FDTD для стационарного поля.

б. От узельного представления поля перейти к волновому.

в. Преобразовать волновую матрицу переноса в матрицу рассеяния.

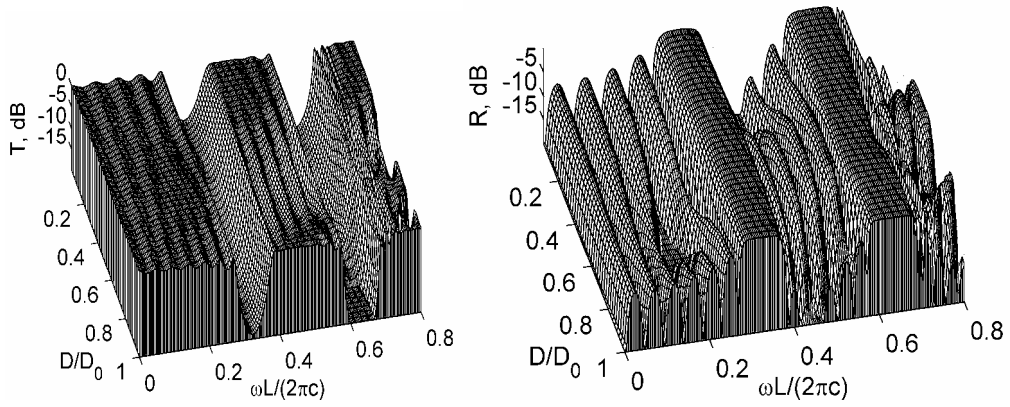
г. Объединить матрицы рассеяния, рассчитать коэффициенты пропускания и отражения.

Описанная процедура позволяет найти коэффициенты, но не само поле в среде. Для расчета поля сначала следует задать граничные условия на входе или на выходе среды. Для постановки граничных условий на входе следует получить отраженное поле, умножив падающее поле на матрицу рассеяния. После этого придется повторить процедуры а-г алгоритма, рассчитывая напряженности поля. Такой алгоритм напоминает метод прогонки для решения трехдиагональной системы линейных уравнений. При первой прогонке находятся коэффициенты, а вторая прогонка дает решение.

4. Для многих приложений требуется гладкий высоко контрастный спектр пропускания. Для этого в полосе пропускания проводят *аподизацию* – устраняют провалы, делая спектр почти П-образным. В одномерных слоистых средах такая процедура требует,

чтобы коэффициенты связи соседних слоев уменьшались постепенно от края к середине [11,12]. Это довольно общий вывод теории связанных мод [3]. Однако в двумерно неоднородных средах много параметров и непонятно, как определить коэффициенты связи. Рассмотрим квадратную решетку диэлектрических цилиндров (рис. 1). Если плавно менять диаметры цилиндров, уменьшая к краям, то посреди запрещенной зоны появляются пики и гладкость спектра только ухудшается. Представляется разумным на первом этапе уменьшать диаметры цилиндров только крайних (трансформаторных) слоев.

Рис. 2 представляет результаты расчета спектра структуры рис. 1 вблизи первых двух фотонно запрещенных зон в зависимости от размера крайних цилиндров. Видно, что при диаметре цилиндров в 70% от максимального пики отражения (рис. 2, б) на левом краю первой запрещенной зоны уменьшаются и выравниваются. Это соответствует общим выводам теории связанных мод. Однако, на правом, высокочастотном краю ФЗЗ происходит обратный эффект. Пики отражения также выравниваются, но при этом усиливаются.



(а) (б)

Рис. 2. Пропускание (а) и отражение (б) среды, выраженные в децибелах. По оси x отложена нормированная частота падающего излучения. По оси y – отношение диаметров D и D_0 цилиндров поверхностных и внутренних слоев структуры соответственно

Работа поддержана грантами НШ-3818.2008.3, МК-1292.2008.2, РНП-2.1.1.1814; № 2.10.2 ОФН РАН, № 33 СО РАН.

Список литературы

1. Шабанов В.Ф., Ветров С.Я., Шабанов А.В. Оптика реальных фотонных кристаллов: жидкокристаллические дефекты, неоднородности / Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2005. – 240 с.

2. Кившарь Ю.С., Агравал Г.П. Оптические солитоны. От волоконных световодов к фотонным кристаллам / М.: Физматлит, 2005. – 648 с.

3. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах / М.: Мир, 1986. – 616 с.

4. Joannopoulos J.D., Johnson S.G., Winn J.N., Meade R.D. Photonic crystals. Molding the flow of light / Princeton Univ., 2nd ed., 2008. – 286 p.

5. Taflove A., Hagness S.C. Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method / Boston: Artech house, 3rd ed., 2005. 852 p.

6. Дифракционная компьютерная оптика: / Под ред. В.А. Сойфера. – М.: Физматлит, 2007. – 736 с.

7. Pendry J.B. Photonic band structures / J. Mod. Opt., 1994, V. 41, №2, p. 209-229.

8. Lourtioz J-M., Benisty H., Berger V., Gerard J-M., Maystre D., Tchelnokov A. Photonic crystals. Towards nanoscale photonic devices / Springer, 2nd ed., 2008. – 514 p.

9. Maystre D. Electromagnetic study of photonic band gaps / Pure Appl. Opt., 1994, V. 3, p. 975-993.

10. Maystre D. A new general integral theory for dielectric coated gratings. / J. Opt. Soc. Am., 1977, V. 68, №4, p. 490-495.

11. Афанасьев А.М., Пустовойт В.И. / ДАН. 2003. Т. 392. №3. с. 332-335.

12. С.Я. Ветров, И.В. Тимофеев, А.Ю. Кутукова. Спектральные свойства резонансного одномерного фотонного кристалла. / Оптика и спектроскопия, 2009, Т. 106, №5, с. 840-844

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Сибирский Федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: twinlive@gmail.com

В работе представлены результаты моделирования микрополосковой отражательной антенной решетки. Для расчета элементов отражательной решетки был применен метод эквивалентной волноводной ячейки. Исследовано влияние отношения F/d на КНД антенны. Рассмотрено влияние облучения элементарной ячейки под отличным от нормали направлением на фазу отраженной волны. Предложены варианты уменьшения расфазировки отдаленных элементов.

В настоящее время все большее распространение получают микрополосковые отражательные антенные решетки (ОАР). По ряду причин такие антенны более удобны. ОАР имеют более выгодную плоскую форму, им не требуется сложная система питания присущая классическим АР, также возможна реализация ОАР со специальной формой ДН, и с ДН отклоненной от нормали. Как и другие антенны, ОАР нуждаются в оптимизации параметров под конкретные задачи. В данной работе было произведено моделирование ОАР для выявления оптимальных значений фокусного расстояния, толщины подложки.

На рисунке 1 представлена исследуемая антенная система.

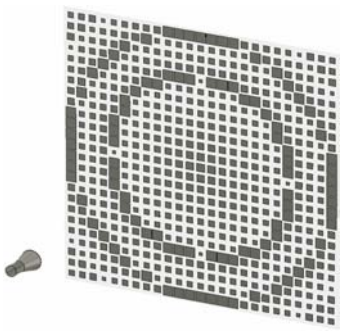


Рис. 1. Модель микрополосковой ОАР

АР представляет собой двухслойную структуру: экран и слой, состоящий из квадратных резонаторов различных размеров. Размеры резонаторов подобраны таким образом, чтобы преобразовать сферический фазовый фронт облучателя в плоский фазовый фронт антенной системы. [1,3] ОАР рассчитана на диапазон частот 7,7-8,5 ГГц, квадратные элементы решетки позволяют использовать данную решетку для приема сигналов как линейной, так и круговой поляризации. Размеры решетки по горизонтали и вертикали – 710мм., толщина воздушной подложки – 2мм. Облучение решетки производится коническим рупором с шириной ДН по уровню -10дБ близкой к 80° в обеих плоскостях.

На рисунке 2 представлена зависимость КНД антенны от отношения F/d, где F – фокусное расстояние решетки, а d – длина стороны ОАР, для трех частот, рабочего диапазона. Для каждого значения фокусного расстояния производился синтез и моделирование ОАР с идентичными исходными данными.

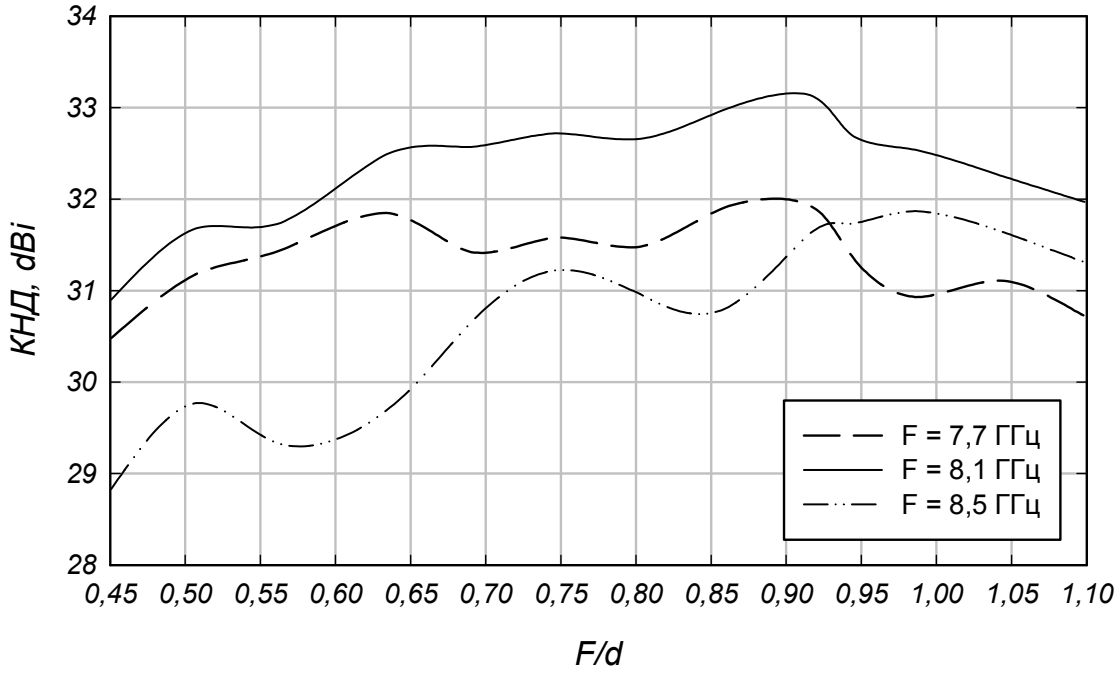


Рис. 2. Зависимость КНД антенны от отношения F/d

Как видно из рис. 2 оптимальным, в данной конфигурации, следует выбрать отношение F/d = 0,9, так как при данном значении наблюдается максимальный КНД в середине, а так же высокие значения на краях диапазона. С увеличением F/d более 1 происходит переоблучение ОАР, значительная часть энергии уходит за решетку, соответственно падает КНД.

При приближении облучателя к антенной решетке происходит значительное ухудшение характеристик антенны, а так же наблюдается уход частотного диапазона в НЧ область. При соотношении F/d = 0,5 угол облучения крайних элементов достигает 45°, что в свою очередь вызывает дополнительный фазовый сдвиг при отражении волны по сравнению с ячейкой, облучаемой по нормали. На рисунке 3 представлены зависимости фазы отраженной волны от размеров резонатора для трех различных углов облучения ячейки. Расчет производился методом единичной волноводной ячейки. [1,3]

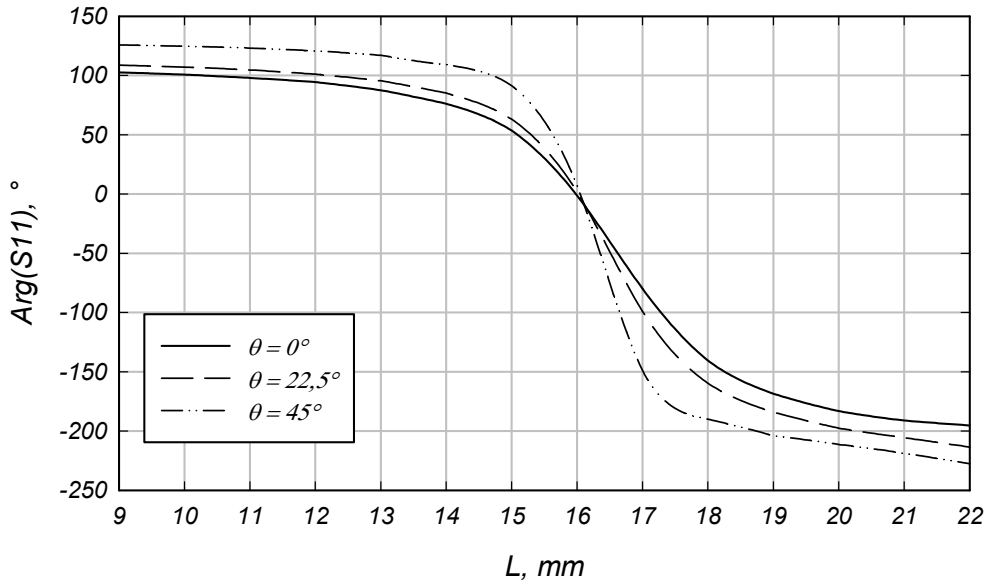
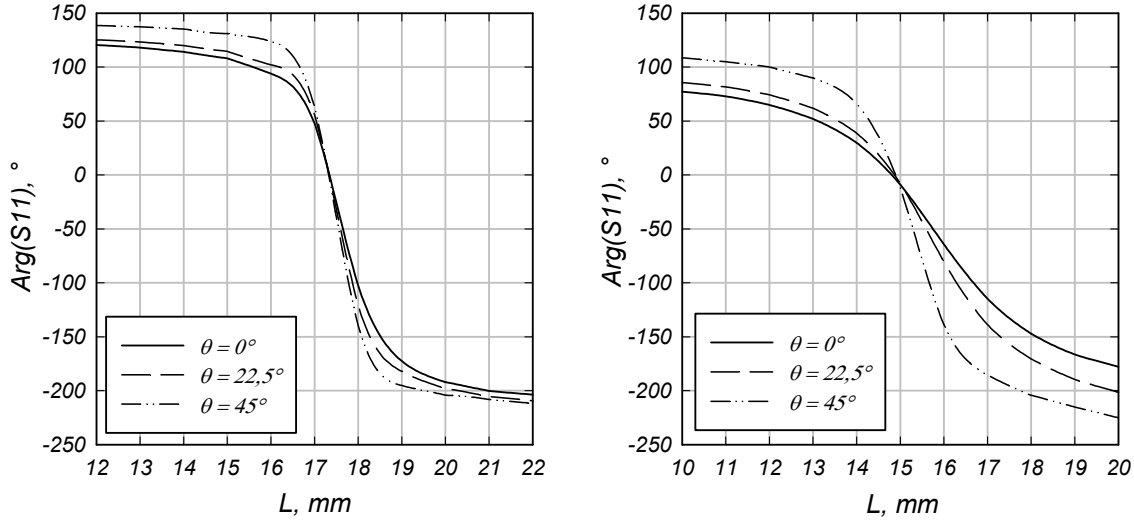


Рис. 3. Зависимость фазы отраженной волны от размеров резонатора для подложки 2 мм

Из полученного графика видно, что изменение угла облучения единичной ячейки ведет к изменению ее фазовой кривой. Также видно, что скорость изменения фазовой кривой увеличивается при больших углах.

На рисунке 4 рассмотрены зависимости фазы отраженной волны от размеров резонатора для различных толщин подложек.



а *б*

Рис. 4. Зависимость фазы отраженной волны от размеров резонатора для 1мм подложки (*а*) и для подложки (*б*) 3 мм

Из полученных данных видно, что использование более толстой подложки ведет к повышению фазовых искажений при облучении ячейки под углом, использование же более тонкой подложки наоборот приводит к стабильности фазы отраженной волны. Кроме того, при использовании тонкой подложки увеличивается диапазон регулировки

фазы, что позволяет более эффективно реализовать механизм фокусировки. В тоже время уменьшение толщины подложки накладывает более строгие требования при производстве ОАР [3], а так же уменьшает ширину рабочего диапазона частот.

При проектировке короткофокусных ОАР необходимо уделить особое внимание корректировке фаз резонаторов облучающихся под углом более 25. Возможна коррекция фазовых искажений на стадии синтеза ОАР. Для узкополосных систем целесообразно использование тонких подложек.

Список литературы

1. Bialkowski M. E. and Feng-Chi E. Tsai// IEEE Transactions On Antennas And Propagation, vol. 51, No. 10, October 2003 – P. 2953–2962

3. Обуховец В. А., Касьянов А. О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006.– 240с.

4. Ю. П. Саломатов, С. В. Поленга, Р. О. Рязанцев, Е. С.Башкатов. Оценка допустимой неточности выполнения СВЧ микрополосковых отражательных антенных решеток. 2008 18th int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo`2008). Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2008. Стр. 417-418.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОФИЗИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ПЛОСКИХ ОБЪЕКТОВ В ТЕРАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ С ПОМОЩЬЮ КВАЗИОПТИЧЕСКОГО СВЧ РЕЗОНАТОРА

Е. В. Емельянов, Г. Е. Дунаевский

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: EmelyanovEV@sibmail.com

Рассмотрен квазиоптический метод измерения диэлектрической проницаемости листовых материалов. Проведен натурный эксперимент с использованием 8 мм открытого резонатора, анализ полученных результатов. Результаты работы могут стать полезны людям, занимающимся СВЧ и КВЧ электродинамикой, материаловедением и квазиоптикой.

Известно, что взрывчатые, наркотические и вещества активно взаимодействуют с электромагнитным излучением терагерцового диапазона. Это явление можно использовать для бесконтактного контроля веществ. К сожалению, средства измерения терагерцового диапазона не достаточно развиты и малодоступны из-за большой стоимости. Изготовление приборов терагерцового диапазона также представляет собой определенную проблему, хотя бы потому, что трудно сформулировать требования к измерительным средствам. Открытый резонатор является пожалуй единственной известной измерительной ячейкой, возможность использования которой имеется в терагерцевом диапазоне. В данной работе приводятся результаты модельного эксперимента с использованием квазиоптического резонатора СВЧ диапазона с целью отработки методики исследований веществ в терагерцовом диапазоне.

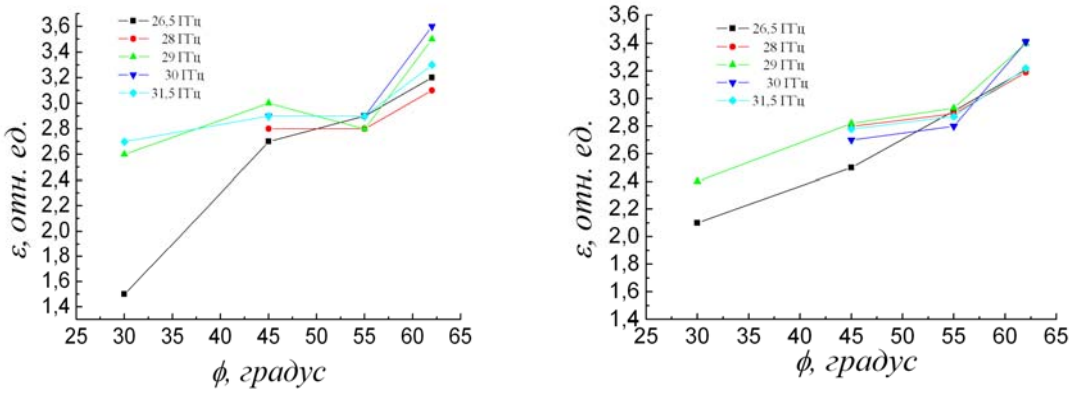
Для достижения поставленной цели решались следующие задачи: теоретическая проработка метода измерения диэлектрической проницаемости плоских диэлектриков в

открытом резонаторе, проведение натурного эксперимента, обработка результатов измерений, выявление и уменьшение погрешностей методики измерения.

Для измерения диэлектрической проницаемости листового диэлектрика в открытом квазиоптическом СВЧ резонаторе необходимо измерить его толщину, определить величину межвидового интервала резонансных частот $F_0 = c/2L$ при изменении расстояния L между зеркалами, выбрать соответствующую поляризацию излучения и угол измерений, измерить вносимую диэлектриком расстройку. Поскольку панорамный измеритель КСВН заметно искажает форму резонансной кривой резонатора, большая точность измерений ε достигается при измерениях вносимой расстройки δf. Большую проблему при измерениях листовых материалов представляет вибрация образца и неточность установки его в точку с известной напряженностью СВЧ-поля. В [2] показано, что данную погрешность можно существенно уменьшить, разместив образец под углом φ к оси резонатора. Рекомендуется выбирать величину угла φ для проведения измерений в пределах 30-50°. Поляризация волны в резонаторе определяется формой и ориентацией возбуждающего элемента связи. В используемом резонаторе, где возбуждение осуществляется волноводом, сходящимся по узкой стенке в щель на зеркале, поляризация E -поля резонатора лежит в плоскости, ортогональной к щели.

В ходе выполнения работы было исследовано несколько образцов: №1, №2 – текстолит толщиной 0,5 мм, №3- текстолит толщиной 1,05 мм, №4, №5, №6 – оргстекло толщиной 1,5 мм, 2,95 мм, 2,65мм соответственно и №7 – флан с толщиной в 1,9 мм. Из литературных данных [1] известна статическая диэлектрическая проницаемость для оргстекла $\varepsilon = 3,5-3,9$, текстолита $\varepsilon = 6-8$. Диэлектрическая проницаемость используемого для измерений образца флана была измерена на частоте 1ГГц и составляет $\varepsilon = 2,8$. Измерение толщины образца производилось микрометром в 6-8 точках, и результат усреднялся.

Результаты исследований значений диэлектрической проницаемости указанных выше образцов приведены на рисунках 1-3.



а) б)

Рис. 1. График зависимости диэлектрической проницаемости от угла наклона образца диэлектрика: а – №1, №2, б – №3

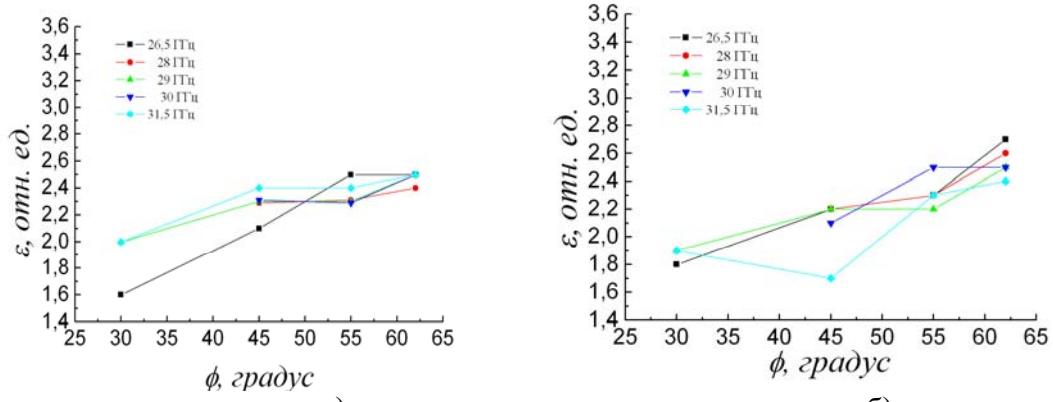


Рис. 2График зависимости диэлектрической проницаемости от угла наклона образца диэлектрика: а – №4, б – №6

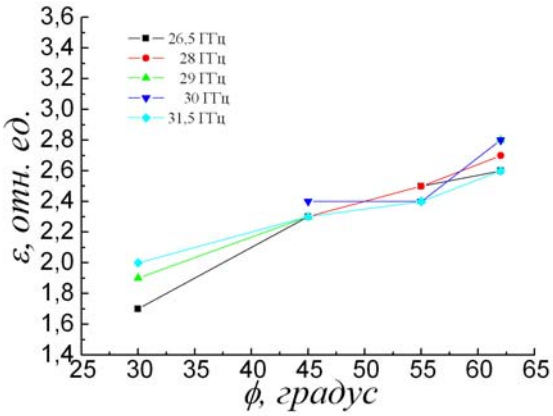


Рис. 3. График зависимости диэлектрической проницаемости от угла наклона образца диэлектрика №7

Из вышеприведенных графиков видно, что область углов, где диэлектрическая проницаемость практически постоянна несколько отличается от расчетных значений и находится в диапазоне $45^0 - 60^0$.

Видно, что для всех образцов, кроме №7, измеренная диэлектрическая проницаемость примерно в два раза меньше чем в литературе [1]. Это может быть связано с тем, что в литературе приведена статическая диэлектрическая проницаемость для данных диэлектриков, а мы проводим измерения на частотах свыше 10 ГГц, что возможно приводит к дисперсии диэлектрической проницаемости. В подтверждение этой гипотезе может служить образец №7, диэлектрическая проницаемость которого равна 2,8 на частоте 1 ГГц. Наши измерения диэлектрической проницаемости образца №7 показывают совпадение полученных результатов с известными.

Реальная погрешность рассчитывалась, статистическим анализом набора измерений в одинаковых условиях (температура, длина резонатора, одна толщина образца). Она располагается в промежутке 0,02 – 0,17%.

Погрешность измерения диэлектрической проницаемости за счет погрешности измерений резонансной частоты оценивалась моделированием, и выяснилось, что отклонение $f_\perp$-резонансной частоты от своего измеренного значения на 0,01% приводит к

погрешности в измерении диэлектрической проницаемости в 1,2%. Реальная погрешность измерения, превышает моделированную, поэтому необходимо использование более надежных и высокоточных приборов для измерения, нежели панорамные измерители типа Р2.

В ходе выполнения работы было показано, что открытый резонатор может быть использован для исследования диэлектрической проницаемости листовых материалов при наклонном размещении образца в резонаторе, однако угол наклона следует выбирать после проведения тестовых измерений. Проведенное исследование показало, что для всех образцов кроме №7, измеренная диэлектрическая проницаемость примерно в два раза меньше чем в литературе [1]. Это может быть связано с тем, что в литературе приведена статическая диэлектрическая проницаемость для данных диэлектриков, а мы проводим измерения на частотах свыше 20 ГГц, что возможно приводит к дисперсии диэлектрической проницаемости.

На основе проведенных исследований разработаны методические указания для проведения лабораторной работы по курсу «СВЧ электродинамика». Она знакомит студентов четвертого курса с особенностями применения открытых резонаторов для измерения электрофизических параметров материалов, с приборами миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн.

Список литературы

1. Ехнович А.С. Справочник по физике. – М.: Изд-во Просвещение, 1990. –384 с.
2. Дунаевский Г. Е. Открытые резонаторные преобразователи. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 300 с.

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ С БОЛЬШИМИ ПОТЕРЯМИ В МИКРОПОЛОСКОВОМ НЕРЕГУЛЯРНОМ РЕЗОНАТОРЕ

Г. Е. Кулешов, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: grigorij-kge@sibmail.com

В данной работе рассматривается возможность использования метода моментов для обработки резонансных линий нерегулярного микрополоскового резонатора (НМПР) при измерении комплексной магнитной проницаемости материалов с большими (tgδ>0,5) потерями на СВЧ. Проведено моделирование и теоретический расчет влияние электромагнитных параметров на четыре первых момента. Приведены соответствующие результаты и выводы.

Нерегулярные микрополосковые резонаторы (НМПР) [1] обладают рядом достоинств по сравнению с микрополосковыми резонаторами (МПР), которые достаточно широко применяются в технике СВЧ [1, 2]. Высокая величина диэлектрической проницаемости подложки ε приводит к уменьшению геометрических размеров данных устройств. Нерегулярность в виде воздушной полосковой линии приводит к тому, что спектр собственных частот НМПР становится неэквидистантным, и основная мода колебаний отдаляется от более высокочастотных мод. Это даёт возможность с большей

точностью измерять комплексную магнитную проницаемость магнитодиэлектриков, поскольку не происходит «наползания» резонансной линии соседней четной моды. Обеспечение широкополосности достигается набором НМПР с различной частотой первой моды, однако более предпочтительно использовать многомодовый режим одного резонатора.

Для проведения подобных измерений [3] НМПР уже применялись в составе автоматизированного измерительного комплекса [4]. Данная установка позволяет проводить исследования как магнитной [5], так и диэлектрической [6] проницаемости разнообразных веществ на стыке методов измерения с распределенными и сосредоточенными параметрами.

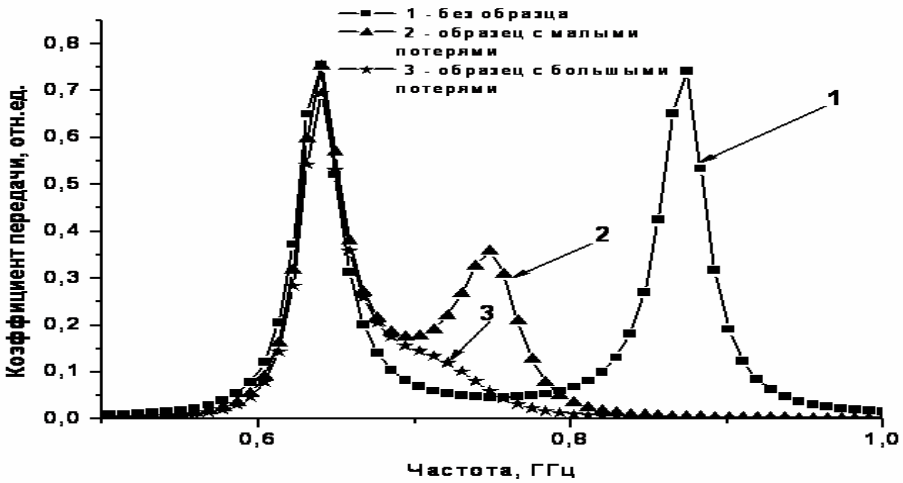


Рис. 1 Резонансные кривые 2–3 мод

Для расчета комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости нами использовался метод на основе измерении разности резонансных частот и разности максимумов интенсивностей резонансных линий пустого резонатора (*кривая 1 на рис.1*) и нагруженного образцом *(кривая 2 на рис.1)*. При этом полученные в эксперименте пары значений ΔF и ΔP методом подбора сравниваются с расчетными, вычисленными при решении прямой задачи. Выбираются ближайшие значения, по ним соответственно находятся μ', μ" или ε', ε". При измерениях магнитной проницаемости $\mu^* = \mu' - i\mu''$ материалов с большими потерями на высших модах экспериментально отмечено [7], что при некоторых сочетаниях магнитной и диэлектрической проницаемостей нечетный пик пропадает на фоне четного и его максимальное значение не просматривается *(кривая 3 на рис.1)*. При этом ранее используемый нами метод расчета комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости, хорошо зарекомендовавший себя в случаи с явно выраженными модами колебаний (т.е. можно определить местоположение максимума соответственно четной и нечетной моды), престает работать.

В случаи «слияния» мод, внешний вид получаемых резонансных кривых подобен кривым распределения некоторой случайной величины. Для описания резонансных кривых такого типа и нахождения комплексной магнитной проницаемости нами было предложено использовать метод моментов [7,8]. Для расчета четырех основных моментов мы воспользовались формулами (1) – (4):

$$\bar{f} = m_1 = \frac{\sum_{j=1}^{k} f_j u_j}{\sum_{j=1}^{k} u_j} \quad (1); \qquad \bar{\sigma} = \sqrt{\mu_2} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{k} \left(f_j - \bar{f}\right)^2 u_j}{u}} \quad (2);$$

$$\alpha = r_3 = \frac{\mu_3}{\bar{\sigma}^3} \quad (3); \qquad \iota = r_4 - 3 = \frac{\mu_4}{\bar{\sigma}^4} - 3 \quad (4);$$

Здесь, f_j – частотная точка, u_j – интенсивность резонансной кривой в соответствующей частотной точке, $\mu_{1,2,3,4}$ – соответственно 1, 2, 3 и 4-ый центральные моменты.

Проведенное моделирование и теоретический расчет позволили выявить влияние электромагнитных параметров μ', μ", ε', ε" на четыре первых момента. Были построены соответствующие зависимости каждого из них. Эти зависимость первых четырех моментов от μ', μ" при некоторых фиксированных ε' и ε", взятых в качестве примера, представлены соответственно на рисунках 2–5. По результатам расчета сформирован банк данных значений основных четырех моментов для соответствующих электромагнитных параметров μ', μ", ε', ε".

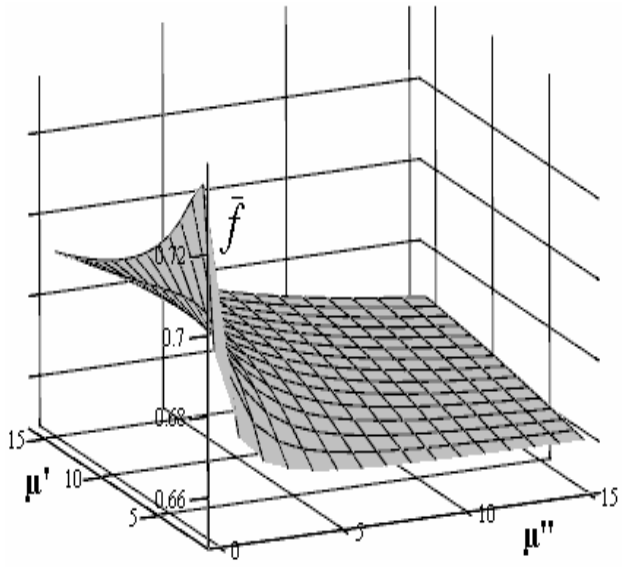


Рис. 2. Зависимость 1-го момента от μ' и μ"

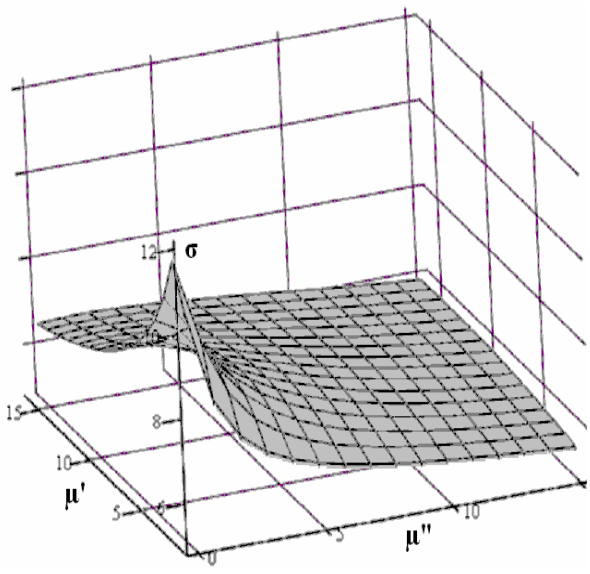


Рис. 3. Зависимость 2-го момента от μ' и μ"

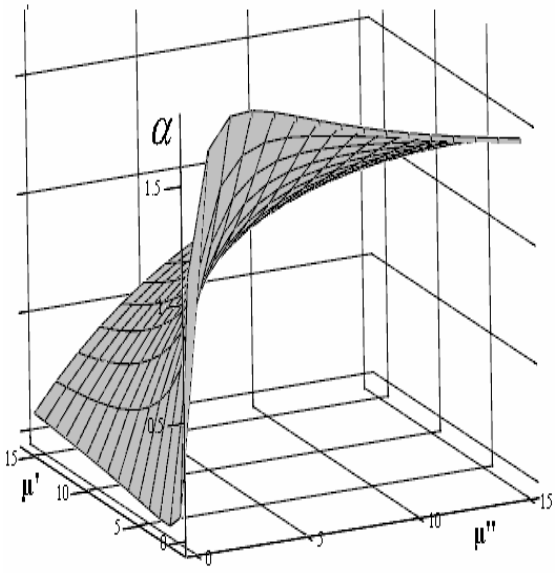


Рис. 4. Зависимость 3-го момента от μ' и μ"

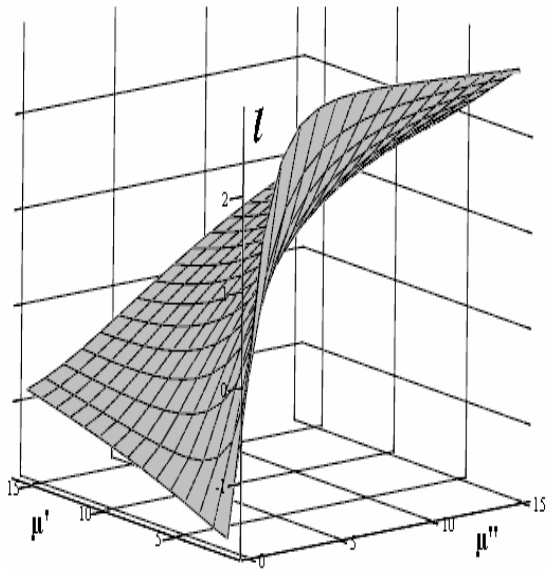


Рис. 5. Зависимость 4-го момента от μ' и μ"

Таким образом, решена прямая задача необходимая для нахождения комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости материала в случаи «слияния» соответствующих мод. Обратная задача – определение значений электромагнитных характеристик по измеренным АЧХ нерегулярного микрополоскового резонатора решается выбором соответствующих значений из сформированного банка данных.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Лексиков А.А.// Изв. вузов. Физика, 2006. – №9. – С. 45-53.

2. Qiu J., Gu M., Shen H.// J. Magn. Magn. Mat., 2005. – V. 295. – Is. 3. – P. 263–268.

3. Доценко О.А., Сусляев В.И.// Изв. вузов. Физика, 2005. – №.6. – С.116-117.

4. Сусляев В.И., Журавлев В.А., Кочеткова Т.Д., Судаков С.В.// Приборы и техника эксперимента, 2003. – №5. – С. 1-5.

5. Доценко О.А., Коровин Е.Ю., Сусляев В.И., Кулешов Г.Е.// Известия вузов. Физика, 2006. – №9. – С. 35-39.

6 Беляев Б.А., Сусляев В.И., Кочеткова Т.Д.// КрыМиКо’2004. Севастополь, 13-14 сентября 2004 г.: Материалы конференции.– Севастополь: “Вебер”, 2004. – С. 653-654.

7. Доценко О.А., Кулешов Г.Е., Коровин Е.Ю., Сусляев В.И.// Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр.– Красноярск: СФУ; Политехн. институт, 2007. – С. 233-234.

8. Доценко О.А., Кулешов Г.Е., Сусляев В.И..// Изв. вузов. Физика, 2008. – №9/2. – С. 170-171.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПАССИВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

О. И. Бахар, Е. И. Клименкова, Л. Ф. Опальнюк,
В. В. Золотухин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

Пассивные оптические сети используются на современных сетях абонентского доступа как замена существующим технологиями на основе медного кабеля. Кроме того, данная технология имеет определенные преимущества по сравнению с активными оптическими сетями, например, низкая стоимость линейного оборудования и упрощение процедур технического обслуживания. В данной статье рассмотрены наиболее распространенные на сегодняшний день технологии пассивных оптических сетей — APON, BPON, GPON, GEPON, а также перспективы развития 10G PON и WDM-PON.

Современный этап развития телекоммуникационных сетей характеризуется огромными скоростями передачи информации, широким набором предоставляемых услуг, высокими требованиями к качеству обслуживания и большим количеством различных технологий как магистральных сетей, так и сетей доступа. На магистральных сетях связи используются технологии со скоростями передачи более 1 Гбит/с: SDH, ATM, Gigabit Ethernet, 10G Ethernet и др. На сетях абонентского доступа используются технологии xDSL, FTTx, Wi-Fi, причем скорости передачи на этом участке уже достигают десятки мегабит/с в расчете на каждого абонента, что в сумме составляет сотни мегабит/с или единицы гигабит/с на пограничном шлюзе доступа. Очевидно, что технологии на основе металлического кабеля гарантировать такую пропускную способность на расстояния в несколько километров не способны, поэтому наиболее перспективными в настоящее время являются технологии с использованием волоконно-оптического кабеля. Кроме высокой пропускной способности порядка 1 Тбит/с, оптический кабель характеризуется малым затуханием и, как следствие, большой дальностью действия, низким уровнем переходных помех и малой подверженностью посторонним электрическим помехам. Все эти преимущества позволяют рассматривать оптический кабель как основную направляющую среду передачи на ближайшее десятилетие.

Среди технологий сетей доступа, использующих оптический кабель, в настоящее время особую популярность приобретают так называемые пассивные оптические сети PON (passive optical network). Семейство технологий пассивных оптических сетей представлено такими отдельными технологиями, как APON, BPON, GPON, EPON (GEPON), а также новыми технологиями нового поколения NGPON — 10G PON и WDM-PON [1].

Идея стандартизации технологий пассивных оптических сетей появилась в 90-х годах

прошлого века, и как результат, в 1995 году был создан консорциум, получивший название FSAN (Full Service Access Network). Первоначально в состав данной неформальной организации вошли семь наиболее известных и влиятельных компаний отрасли связи, позже к ним присоединились другие компании и к настоящему моменту FSAN насчитывает 40 производителей оборудования и операторов сетей связи.

Технология APON (ATM PON) впервые появилась в 1998 году и была подробно описана в рекомендации МСЭ-Т G.983.1. Изначально в данной рекомендации

предполагалось в качестве основной технологии канального и сетевого уровней использовать популярную в то время технологию ATM, а максимальная скорость составляла 155 Мбит/с. Архитектура сети APON представляет собой дерево с одним приемо-передающим устройством OLT (optical line terminal) в центральном узле и множеством абонентских устройств ONT (optical network terminal), установленных в помещении абонента или местах скопления абонентов (рисунок 1). Число абонентов определяется мощностью и скоростью приемопередающих устройств, в частности, технология APON к одному OLT позволяет подключить до 32 ONT. Для передачи информации от OLT к ONT (нисходящий поток) используется одна длина волны (например, 1550 нм), для передачи в обратном направлении (восходящий поток) — от абонента до центрального узла — другая длина волны (например, 1310 нм). Для разделения нисходящего и восходящего потоков информации используются мультиплексоры WDM, встроенные как в OLT, так и в ONT. По причине широковещательной природы нисходящего потока информации, который потенциально доступен всем абонентам сети, в данном направлении используется шифрование пользовательских данных.

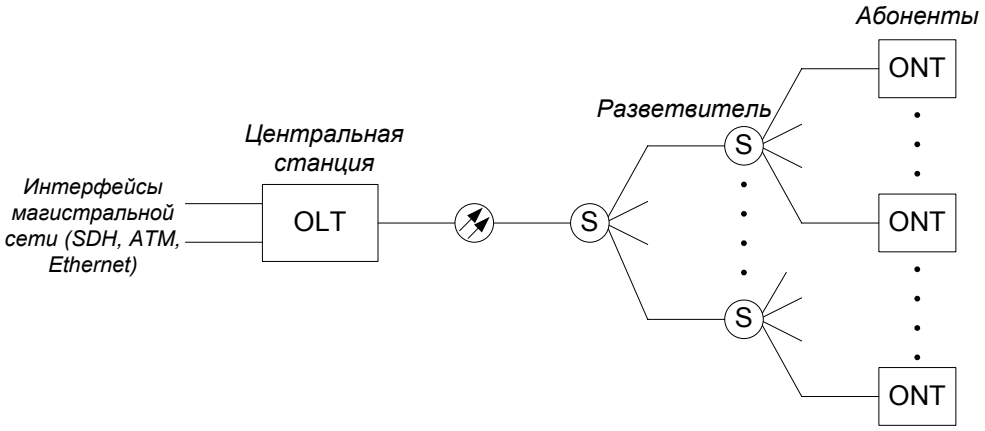


Рис. 1. Архитектура пассивной оптической сети

Позже были выпущены рекомендации G.983.2 — G.983.7, в которых скорость передачи информации была увеличена до 622 Мбит/с, число оконечных абонентских устройств — до 64. Так появился BPON (Broadband PON) — расширенный вариант APON. К преимуществам технологий APON и BPON можно отнести динамическое распределение пропускной способности между отдельными абонентами, гарантированное качество обслуживания разнородного трафика. В настоящее время оборудование APON большинством компаний уже не производится.

Стандарт GPON был принят МСЭ-Т в 2003 году и представлен в рекомендации G.984.3. В качестве основы GPON используется технология временного разделения TDM со скоростями передачи от 622 Мбит/с до 2,5 Гбит/с, причем допустимо использование симметричного варианта организации системы, так и асимметричного, при котором скорости передачи и приема отличаются друг от друга. В качестве основного документа, описывающего канальный уровень, используется рекомендация G.7401 GFP (Generic Framing Protocol), в которой представлен процесс размещения различной нагрузки в синхронном цифровом потоке.

Параллельно с МСЭ-Т разработкой и стандартизацией технологий пассивных оптических сетей занимался Институт инженеров по электротехнике и электронике — IEEE. В 2000 году была создана специальная комиссия EFM (Ethernet in the First Mile) IEEE 802.3ah, которая занималась разработкой трех решений для сети оптического доступа: «точка-точка» с использованием медных витых пар EFMC и оптического кабеля

EFMF, «точка-многоточка» с использованием оптического кабеля EFMP. Технология EPON (Ethernet PON) использует на канальном уровне пакетную передачу данных (технологию Ethernet), что во многом определяет основные особенности данной технологии. Главным преимуществом технологии EPON является низкая стоимость оборудования, к недостаткам можно отнести отсутствие механизмов обеспечения качества обслуживания и защиты данных, что обычно осуществляется протоколами других уровней модели OSI [2].

Дальнейшим направлением развития пассивных оптических сетей можно назвать NGPON (Next Generation PON) – пассивные оптические сети следующего поколения, представленные двумя различными технологиями: 10G PON и WDM-PON. Технология 10G PON разрабатывается IEEE и предполагает организацию пассивной оптической сети на скорости до 10 Гбит/с. Основной стандарт данной технологии в настоящий момент находится на стадии разработки и работа над ним будет завершена предположительно не ранее 2009 года.

Технология WDM-PON разрабатывается организацией FSAN с целью последующей стандартизации МСЭ-Т, и окончательные рекомендации появятся гораздо позднее по сравнению с 10G PON. Причем FSAN ведет работу по разработке PON нового поколения в двух основных направлениях: NGA1 – стандарт, совместимый с GPON, и NGA2 – более радикальный и долговременный проект, подразумевающий увеличение скорости передачи до 40 Гбит/с. Основной идеей технологии WDM-PON является использование разных длин волн для передачи информации разных абонентов, то есть технология WDM используется не только для разделения направлений передачи и приема OLT, но и для каждого ONT. В результате вместо обычного пассивного оптического разделителя мощности используется демультиплексор WDM. Недостатком технологии WDM-PON является необходимость наличия большого количества приемопередающих устройств: если для прежних технологий PON требовался только один приемопередатчик на все 64 ONT, то теперь их число определяется количеством ONT. Окончание работы над рекомендациями МСЭ-Т WDM PON ожидается в 2010-2011 годах.

Таблица

Сравнительный анализ технологий пассивных оптических сетей

Технология	Стандарт	Скорость передачи, Мбит/с	Макс. число аб. устройств	Макс. дальность охвата, км	Длина волны (н/в), нм	Поддержка качества обслужив.
APON	ITU.T G.983	155/155	32	20	1550/1310	Есть
BPON	ITU.T G.983	622/155	64	20	1490/1310	Есть
GPON	ITU.T G.984	2488/1244	32-128	10-20	1490/1310	Есть
GEPON	IEEE 802.3ah	1000/1000	32	20	1490/1310	Реализ. на верхн. ур.
10G PON	IEEE 802.3av	10000/10000	-	20	1580-1590/1270	-
WDM PON	ITU.T	10000/10000	32 на λ	80-100	-	-

Как промежуточный вариант между существующими и разрабатываемыми технологиями в настоящее время используются так называемые Hybrid WDM-PON. Данные сети используют четыре различных длины волны в нисходящем направлении, на каждой длине волны передается информация для 32 ONT в формате, полностью совместимом с GPON; таким образом, один OLT обслуживает 128 ONT. Разделение различных длин волн осуществляется либо посредством демультиплексора WDM, устанавливаемого на линейном участке, либо с помощью настраиваемых полосовых фильтров.

В таблице 1 представлены основные характеристики существующих технологий пассивных оптических сетей. Следует заметить, что востребованность и как следствие массовое внедрение технологий 10G PON и WDM-PON прогнозируют не раньше 2015-2020 годов, в то время как первые образцы такого оборудования должны появиться после 2010 года. В настоящее время стоимость подобного оборудования слишком высока, а потребность в таких скоростях передачи незначительна. В данный момент соответствующими организациями ведется работа над созданием стандартов 10G PON и WDM-PON. Однако интенсивное развитие широкополосных услуг, таких как передача потокового видео высокого качества и безлимитные тарифы передачи данных из сети Интернет на высоких скоростях, приближает то время, когда ресурс существующих сетей доступа будет исчерпан и возникнет необходимость в новых высокоскоростных технологиях, яркими представителями которых являются NGPON. При этом следует заметить, что отрасль связи характеризуется достаточно бурным и иногда непредсказуемым развитием, и окончательно подтвердить или опровергнуть целесообразность внедрения этих технологий может только время.

Список литературы

1. Wilkinson, Scott. Next-generation PON options promise greater bandwidth / Scott Wilkinson // Lightwave. – July, 2008.

2. Skubic, Björn. A Comparison of Dynamic Bandwidth Allocation for EPON, GPON, and Next-Generation TDM PON / Björn Skubic, Jiajia Chen, Jawwad Ahmed, Lena Wosinska, Biswanath Mukherjee // IEEE Communications Magazine. – March, 2009. P. 40-48.

АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ СЕТИ ПО ДОСТАВКЕ КОНТЕНТА

К. П. Винтураль, Д. Ю. Пономарёв (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vkp2004@mail.ru, kafaes@krasmail.ru

Увеличение объемов Интернет-трафика в сочетании с ростом спроса на соединения с гарантированным уровнем качества сервиса (QoS) для доставки мультимедиа-данных — таких, как VoIP (голос поверх IP) и потоковая передача мультимедиа в реальном масштабе времени, — подтолкнули развитие сетей по доставке контента. Эта многоаспектная технология охватывает не только архитектуру самой сети, но и проектирование, и конструирование коммутаторов нового поколения. Лучше всего такие сложные высокоуровневые схемы подходят для организаций с крупномасштабным присутствием Web.

Качественные показатели, такие как загрузка устройств, вероятность потерь, интенсивность нагрузки, среднее время нахождения сообщения в буфере и количество сообщений в буфере, необходимый объем буфера, являются очень

важными для сетей связи. Существующие на сегодня методы анализа не позволяют с большой точностью определить данные параметры. Метод тензорного анализа позволяет определить данные характеристики с большой точностью для любого вида сетей.

В последнее время в сети Интернет всё большую популярность наряду с классическими услугами связи получают мультимедийные услуги. В первую очередь это «потоковое видео» (Streaming video), «Интернет-радио» (Internet radio), «интерактивные игры» (Interactive games) и т.п. Требования к доставке информации (пакетов) для всех этих новых услуг Интернет существенно отличаются от требований предъявляемым к обычным услугам передачи данных [1].

Для большинства мультимедийных услуг критичными являются такие качественные показатели, как задержка пакета от пользователя до пользователя, либо от сервера до пользователя, её дисперсия (джиттер), а также вероятность потери пакета. Под задачей обеспечения качества обслуживания (или, другими словами, предоставление гарантий по параметрам качества обслуживания), как правило, понимается соблюдение заданных значений этих параметров.

Сейчас всем известна проблема задержек, возникающих в Интернете, из-за которых пользователю приходится долго ожидать появления необходимой ему информации. Особенно заметно, когда необходимо получить различные виды мультимедиа. Основной причиной задержек является то, что Интернет представляет собой совокупность связанных между собой множества сетей. Прежде чем запрос о загрузке той или иной Web-страницы попадет на соответствующий Web-сайт, он может пересечь несколько сетей. В этих сетях Интернет-провайдеры принимают пакеты из чужих сетей. Здесь могут возникать большие очереди и сильное переполнение, что приводит к росту задержек и потере пакетов. Также еще одной причиной возникновения заторов является недостаточная производительность серверов, на основе которых организуются информационные сайты. Что приводит к значительному увеличению задержки и вероятности потерь пакетов. В результате возникает вопрос – будут ли предоставлены гарантии по соблюдению параметров качества обслуживания, например, между пользователем и сервером?

Очевидно, что обеспечение качества обслуживания требует внедрения как новых механизмов, так и методов построения сети Интернет.

Эти проблемы легко разрешимы при использовании сети по доставке контента CDN (Content Delivery Networks). Сети по доставке контента предлагают модель распространения данных, которая экономит ресурсы Интернета и время. Услуги таких сетей основаны на кэшированных решениях, предназначенных для перемещения информации ближе к конечным пользователям. Сеть CDN предлагает сайтам платформу, состоящую из нескольких тысяч узлов, разбросанных по всему миру. Зеркально отображая и кэшируя файлы на большом количестве серверов, рассредоточенных вдоль границы сети из коммутаторов и маршрутизаторов, эти службы стремятся помещать потоки ближе к конечным пользователям, направить пользователей на сайты, расположенные вдоль внешних, менее переполненных границ сети, предотвращая, таким образом, опасность сетевых заторов, и позволяя осуществлять более быстрый доступ информации. С помощью специализированных инструментов управления информацией поставщики CDN-услуг, управляют процессом распределения контента по всем точкам сети по доставке контента, позволяя оптимизировать доставку [2].

Основная идея сети по доставке контента состоит в том, что в инфраструктуре сети основное внимание должно быть перенесено с сетевого уровня на контентный, т.е. на информационный. Это означает, что функции устройств должны развиться от просто сборки и пересылки пакетов до сборки и пересылки необходимой информации. Данная сеть будет состоять из целого комплекса умных устройств, которые совместно работают

для оптимальной доставки контента. Например, когда инициируется запрос, он будет направлен на устройство, которое предоставит лучшее обслуживание в данный конкретный момент и для данной конкретной информации. Каждый запрос будет обрабатываться уникальным образом, в зависимости от пользователя, местоположения и других факторов.

В настоящее время существует множество методов для определения качественных показателей, такие как имитационное моделирование на ЭВМ, приложения теории графов, теория массового обслуживания, алгебраические и теоретико-множественные методы, а также архитектуры «Интеллектуальные услуги IntServ и DiffSerf», - нет таких, которые бы позволили решать реальные сетевые задачи, характеризующихся огромным количеством взаимодействующих узлов и разнообразием методов коммутации и сигнализации. Определение данных параметров является традиционно важной задачей в исследовании сетей связи и обмена данными, в особенности, при передаче различных видов мультимедиа, очень чувствительных к задержкам.

Соответственно, требуется найти новый метод для определения данных параметров, который бы позволял определять их для любой сложности сети CDN и мог приспосабливаться к любым её структурным изменениям.

В качестве данного метода можем использовать, разработанную американским учёным и инженером Г.Кроном, тензорную методологию, опирающуюся на мощный аппарат тензорного исчисления и матричной алгебры. Применив тензорный метод для сложной сети массового обслуживания, используя понятия исходной и примитивной сети, можно получить выражения для определения характеристик в исходной сети, задавая параметры для примитивной сети [3].

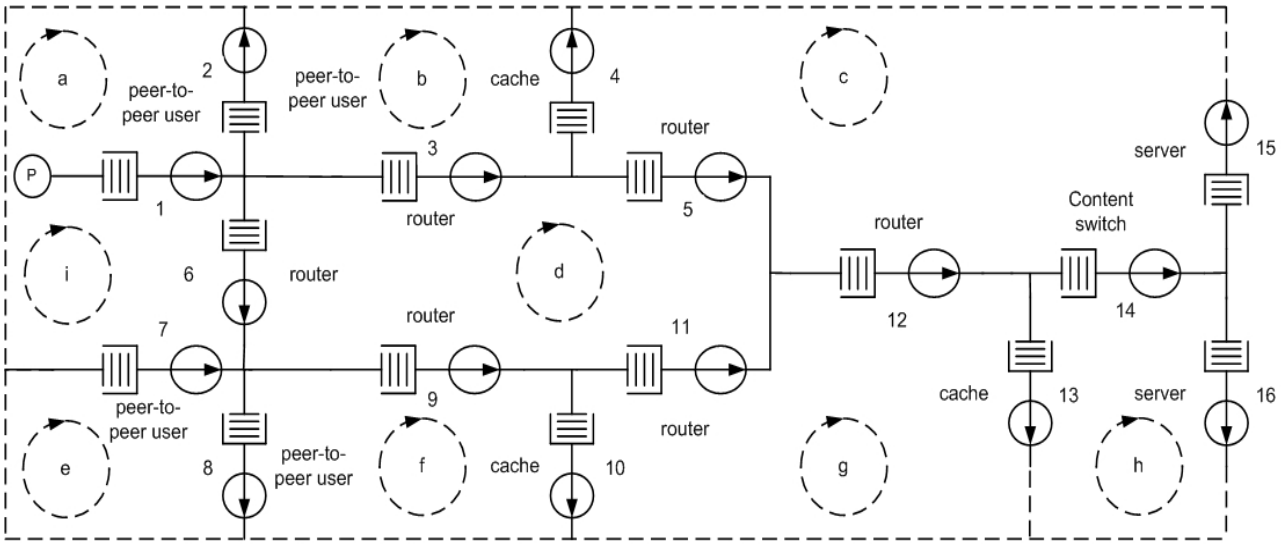


Рис. 1. Пример сети по доставке контента в тензорном виде

Данное выражение может выглядеть следующим образом:

$$\lambda = \rho \cdot t_{obsl}^{-1}$$

На рисунке представлена структурная схема моделируемой сети.

В качестве примера можем рассмотреть известное выражение определения загрузки устройств (ρ), дающее связь между интенсивностью поступления вызовов (λ) и средним временем обслуживания (t_{obsl}). Например, задавая среднее время обслуживания и интенсивность поступления вызовов для примитивной сети, мы можем получить распределения для исходной сети.

В результате расчетов получим интенсивность распределения вызовов (λ) и загрузку (ρ) в исходной сети. После чего, в зависимости от поставленной задачи, по полученным результатам, определяем необходимые нам параметры, такие как задержка, вероятность потерь и т.д.

Например, покажем, как можно определить среднее время задержки для всей сети.

Для начала определяем среднюю очередь для каждого устройства сети:

$$Q = \sum_{n=N}^{N+K} n \cdot \frac{\rho^{x+N} \cdot N^N}{N!}$$

После чего определяем среднее время задержки для этих устройств:

$$T_{NOD} = \frac{Q}{\lambda} + t_{obsl}$$

Далее определяем среднее время задержки для всей сети. Предположим, что запрос от пользователя 1 пиринговой сети (peer-to-peer user 1) идёт через узлы 1, 3, 4, 5, 12 до кэширующего устройства 13 (cache 13), тогда результат для всей сети будет выглядеть следующим образом:

$$T_{CMO} = \mathrm{T}_{NOD\,1} + \mathrm{T}_{NOD\,3} + \mathrm{T}_{NOD\,4} + \mathrm{T}_{NOD\,5} + \mathrm{T}_{NOD\,12} + \mathrm{T}_{NOD\,13}$$

Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности использования тензорного метода к анализу различных характеристик сетей нового поколения. Тензорный метод анализа позволяет существенно упростить расчёты основных характеристик сетей связи и решать задачи для сложных топологий сетей, где другие методы требовали больших вычислительных ресурсов или совсем не могли получить решения из-за сложности задачи. Решения тензорным методом могут быть получены для любой структуры сети, что невозможно было сделать ранее используемыми методами теории массового обслуживания, теории графов и т.д.

Список литературы

1. Кучерявый Е. А. Контроль трафика и качество обслуживания в Интернет сетях / Е. А. Кучерявый. – Санкт-Петербург: Наука и Техника, 2004. – 336с.

2. Гольдштейн Б. С. Интеллектуальные сети: Учеб. пособие / Б. С. Гольдштейн, И. М. Ехрчель. – М.: Радио и связь, 2000. – 500с.

3. Пономарёв Д. Ю. Тензорный метод исследования мультисервисных сетей // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий: Материалы Всероссийской научно-технической конференции. – Улан-Удэ: ВСГТУ – 2005. – С. 53-57.

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕЛЬСКИХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

Е. Х. Мамедов, П. В. Грищенко

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: cvizist@list.ru

В данной работе рассмотрены современные методы построения сельских сетей связи Российской Федерации, приведен обзор передовых технологий, используемых как на магистральных сетях, так и на сетях абонентского доступа.

На сегодняшний день во многих крупных и мелких городах нашей страны идет борьба различных операторов связи за привлечение клиентов. Время, когда связь принадлежала монопольной государственной структуре, далеко в прошлом. Теперь многие операторы идут практически на любые условия своих абонентов: это и снижение тарифов, предоставление дополнительных услуг и многое другое. Почему же многих так влечет эта ниша в данном бизнесе? Ответ на этот вопрос очень прост. В городе, где плотность населения очень велика, а расстояние от здания до здания очень мало, можно строить сети связи с очень низкими затратами, которые в дальнейшем окупятся в огромном размере. Совершенно иначе обстоят дела в сельских населенных пунктах. Здесь, как правило, очень низкое количество телефонов на одного человека и устаревшие линии связи, оставшиеся ещё с советских времен. Но самое главное, что у всех жителей таких населенных пунктов есть желание установить домашний телефон, чтобы общаться по телефонной связи со своими дальними родственниками и знакомыми. Следует заметить, что развитие и финансовое положение жителей села не уступает городским жителям, а значит, есть потребность как в доступе в сеть Интернет, так и в качественном цифровом телевидении. В данной работе рассматривается внедрение новых технологий на СТС, замена и развитие коммуникаций в сельских населенных пунктах.

Первым и очень важным шагом в развитии сельских АТС можно считать появление требований, касающихся реализации и внедрения функций ОКС-7, ISDN, СОРМ и 100% учета стоимости.

К преимуществам использования сигнализации ОКС-7 на СТС, прежде всего, следует отнести возможность организации двухсторонних соединительных линий, а также поддержки сложившихся алгоритмов обслуживания и требований операторов связи.

Согласно требованиям нормативных документов, сигнализацию ОКС-7 требуется обязательно использовать при наличии между САТС двух и более трактов ИКМ.

Широкое распространение должны получить системы передачи, обеспечивающие возможность подключения коммутационного оборудования с использованием широко применяющегося в телефонии цифрового интерфейса со скоростью 2048 кбит/с, регламентируемого Рекомендацией МСЭ-Т G.703. В зависимости от условий и модификации возможно обеспечить передачу цифрового потока с данной скоростью с использованием трех, двух или одной существующей физической пары [1].

В современных условиях с внедрением IP-технологии у операторов появляется новый шанс использовать оборудование NGN для телефонизации районов с малой абонентской плотностью. Преимущества и недостатки внедрения концепции NGN в данном случае представляют большой интерес с практической точки зрения.

Применение концепции NGN при построении телефонных сетей предполагает наличие сети доступа с установленными на ней абонентскими шлюзами. Данное обстоятельство позволяет использовать на мультисервисной сети аналоговые абонентские терминалы. Вообще, построение сетей NGN для телефонизации районов с малой

абонентской плотностью предполагает использование структуры, схожей с радиально-узловой схемой построения СТС. Только в качестве оконечных станций предполагается использовать абонентские шлюзы большой емкости. Затем шлюзы будут подключаться к оборудованию Softswitch, исполняющему роль центральной станции (см. рисунок).

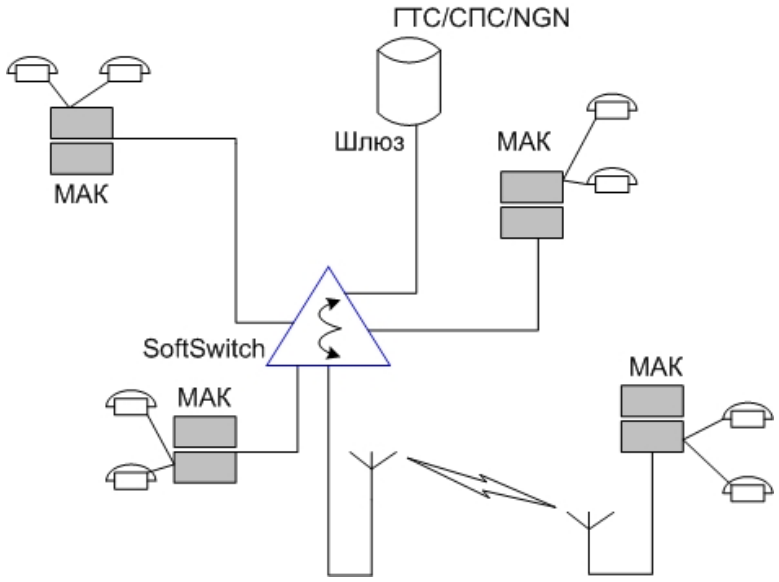


Рис. 1. Телефонизация районов с малой абонентской плотностью

При таком варианте построения конечные пользователи будут иметь доступ ко всем услугам, реализованным на Softswitch, а также возможность выхода в другие телекоммуникационные сети. Доступ к сетям будет осуществляться при помощи граничных устройств (шлюзов IP-телефонии, SBC и др.).

Установка абонентских шлюзов позволит предоставлять абонентам не только традиционные услуги телефонной связи, но и при необходимости весь пакет Triple Play. Еще одним важным дополнением является возможность замыкания внутреннего трафика на абонентских шлюзах. Аварии на линии или недоступность управляющего оборудования не повлияют на установление соединений внутри объекта, т.е. абоненты, включенные в один МАК, смогут продолжать общаться друг с другом. В этом случае пропадет только возможность активации дополнительных услуг, реализованных на Softswitch [3].

В условиях СТС вместо дорогостоящих электрических кабелей и воздушных линий связи целесообразно использовать волоконно-оптические кабели, разработанных специально для СТС и внутризоновой связи. Как правило, они имеют двух- и четырехволоконную конструкцию. Механические характеристики соответствуют условию прокладки оптического кабеля в грунт, телефонную канализацию и подвески на опорах.

Использование оптических кабелей позволяет реализовать соединительные линии длиной до 100 км и более, без промежуточных регенераторов, передавая значительные объемы информации и помимо услуг телефонной связи, делает доступными любые другие услуги связи с организацией в перспективе интегральной информационной сети [2].

При наличии у абонентов, как уже описывалось выше, устаревших абонентских линий связи, невозможно предоставлять достойные услуги связи. Поэтому необходимо существенное изменение в структуре абонентских линий в сельских населенных пунктах. Используемые, старые и ветхие воздушные линии связи (зачастую стальные), необходимо заменить на медные с малой емкостью кабеля, предназначенного для сельской местности. Для удаленных абонентов необходимо использовать цифровые системы уплотнения

(PCM), такие как «Telmax» или «Elcon» с возможностью одновременного подключения по одной физической паре от 2 до 48 абонентов.

При использовании качественных телефонных линий, появляется возможность оказания дополнительных услуг, таких как Интернет и IP-телевидение.

Интернет и IP-телевидение предоставляется с использованием технологии xDSL. С коммутатора сигнал подается напрямую в телефонную линию, уже подходящую для данного сигнала и подается к абоненту. У абонента с помощью дополнительного недорогого оборудования, есть возможность предоставлять и услуги высокоскоростного Интернета и просмотра множества цифровых каналов IP-телевидения.

Есть выход и для удаленных абонентов, которые включены через различные системы уплотнения. Этот выход для доступа в Интернет - технология Wi-Fi, используемая в удаленных населенных пунктах и подключаемая к коммутатору с помощью цифровой системы уплотнения. В наиболее удаленных населенных пунктах можно установить точку доступа с небольшим радиусом действия с охватом необходимой территории.

Конечно, развитие сельской связи идет медленнее, чем хочется всем участникам телекоммуникационного рынка – абонентам, операторам, поставщикам оборудования.

Вероятно, не всегда оператор принимает оптимальные системные решения. Это объяснимо. Эффективному развитию сельской связи препятствует множество факторов.

Выделим одни из главных факторов, такие как: проблемы экономического характера и отсутствие научно обоснованных методов инженерного планирования сетей связи в сельской местности, которые бы учитывали все трудности, связанные с географическим положением или климатическими условиями и иные особенности сельских регионов России.

Рассмотрен наиболее экономически выгодный и эффективно используемый способ реконструкции сельских АТС и линий связи для них. Также рассмотрена возможность для предоставления широкого спектра услуг по обычной телефонной линии.

Список литературы

1. Гольдштейн, Б. С. Системы коммутации / Б. С. Гольдштейн. - СПб.: “БХВ – Санкт - Петербург”, 2003.

2. Семенов, Ю. В. Проектирование сетей связи следующего поколения / Ю. В. Семенов. - СПб.: Наука и техника, 2005.

3. Пинчук, А. В., Соколов, Н. А. Модернизация сельских телефонных сетей / Вестник связи, 2006, № 4.

ИССЛЕДОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЕЙ

Ю. В. Грищенко, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

Современные сети связи на настоящий момент на магистральном уровне используют технологии синхронной цифровой иерархии (SDH). Однако, использование SDH не позволяет обеспечить полное согласование процессов конвергенции и интеграции ресурсов разнородных сетей. В данной работе рассмотрены технологии транспортных сетей, позволяющие в полной мере реализовать преимущества конвергенции.

К процессам обслуживания информационных потоков в сетях связи всегда предъявлялись следующие требования: высокая пропускная способность, надежность, масштабируемость, высокая скорость передачи. Но, развитие телекоммуникационных технологий привело к тому, что провайдеру стало недостаточно просто предоставлять доступ к услугам. Пользователи хотят организовывать частные виртуальные сети (VPN) и иметь доступ к интегрированным сетям передачи данных. Именно для решения этих задач была разработана технология MPLS. Основой для ее разработки послужили разработки компаний Ipsilon (IP Switching), Cisco(Tag Switching) и IBM(ARIS), а также предложения ряда разработчиков, направленные на создание средств управления трафиком в неориентированных на соединение сетях.

MPLS (Multiprotocol Label Switching) - это технология быстрой передачи пакетов в многопротокольных сетях, основанная на использовании меток. MPLS сочетает в себе функции второго (канального) и третьего (сетевого) уровней, т.е. позволяет реализовать возможности управления потоком и обеспечить гибкость протоколов маршрутизации. Основная идея разработчиков технологии MPLS заключалась в создании механизмов, обеспечивающих ускоренную передачу пакетов по маршрутам IP-сети. В отличие от постоянных виртуальных каналов (VC) сетей ATM и FR, которые жестко фиксируются, коммутируемые по меткам пути (Label Switched Path – LSP) могут изменяться в зависимости от состояния сети и загруженности ее отдельных узлов или каналов. Таким образом, с помощью MPLS решается проблема непредсказуемости задержек в IP – сети. Благодаря использованию данной технологии, оператору связи предоставляется возможность построения мультисервисной сети связи без существенных изменений используемых технологий и оборудования. MPLS представляет собой технологию, на которой будет работать большинство сетей, использующих IP – протокол [1].

Протокол MPLS осуществляет процесс продвижения пакета по сети гораздо проще. На промежуточных LSR (Label Switch Router – маршрутизатор, коммутирующий по меткам) происходит не обычная маршрутизация, а быстрая коммутация на основании содержимого метки. При перемещении пакета по сети опорные устройства составляют таблицы маршрутизации, связывающие пакеты и указанный маршрут с метками. LSR считывают метки с каждого пакета и заменяют их новыми в соответствии со своей таблицей маршрутизации. После этого пакеты передаются дальше. Эта операция повторяется при прохождении каждого LSR. Все пакеты, имеющие одинаковые метки передаются по одному LSR. При этом в зависимости от состояния и загруженности сети LSP могут проходить по разным маршрутам [2]. Таким образом, входной пограничный маршрутизатор, выполняющий коммутацию по меткам (LSR) оценивает принадлежность пакета и отправляет его в сеть. Выходной пограничный маршрутизатор удаляет метку и отправляет пакет к пункту назначения. Кроме того, процесс коммутации по меткам аппаратно реализовать проще, чем процесс маршрутизации по IP-адресам, поэтому скорость обработки данных в технологии MPLS будет выше.

Транспортная MPLS (или T-MPLS) - новая форма MPLS, разработанная специально для приложений транспортных сетей. Она создана на основе хорошо известной технологии и распространенных стандартах IP/MPLS, но предлагает более простую реализацию, где свойства, не относящиеся к ориентированным на соединения приложениям, удалены, и проблемы, критичные для транспортной функциональности, разрешены. T-MPLS не применяет протоколы маршрутизации и сигнализации для установки LSP и полагается на регулирование трафика через центральную систему сетевого управления, подобно SDH-сетям. Это обеспечивает максимальный контроль над использованием сетевых ресурсов. Значительная часть опорных сетей в настоящий момент построена на оборудовании SDH и предназначена для передачи голосового

трафика. Преимущества технологии SDH известны - это высокая надежность и быстрое время восстановления (в случае обрыва связи разговор не должен прерваться). Как преемник SDH, технология T-MPLS была стандартизирована ITU-T и основана на ключевых архитектурных принципах телекоммуникационных сетей. Данная технология следует тем же архитектурным, управленческим и эксплуатационным моделям, что и традиционные, основанные на коммутации каналов, транспортные сети. Поэтому для многих операторов она может рассматриваться как оптимальный эволюционный путь перехода к основанной на пакетах будущей транспортной инфраструктуре. Основу T-MPLS составляют три стандарта:

- G.8110.1: архитектура T-MPLS-уровня;
- G.8112: интерфейсы T-MPLS-иерархии;
- G.8121: характеристики функциональных блоков MPLS-оборудования.

T-MPLS не применяет протоколы маршрутизации и сигнализации для установки LSP и полагается на регулирование трафика через центральную систему сетевого управления, подобно сегодняшним SDH-сетям. Это обеспечивает максимальный контроль над использованием сетевых ресурсов.

Стоит отметить, что, несмотря на то, что базовые стандарты для T-MPLS уже приняты, работа по их развитию и расширению продолжается и включает такие аспекты, как транспорт различной клиентской полезной нагрузки (в том числе и самого T-MPLS), совместимость и межсетевое взаимодействие, протоколы OAM. Кроме того, использование Ethernet на канальном уровне не является обязательным атрибутом ни IP/MPLS, ни T-MPLS. Напротив, следующая технология (PBT: Provider Backbone Transport – транспортная сеть провайдера) основана исключительно на стандартах Ethernet.

Одним из компонентов технологии PBT является стандарт IEEE 802.11ah (известный также как MAC-in-MAC), в котором она получила название «мост между магистралями провайдеров» (Provider Backbone Bridges, PBB). Он вставляет в кадры, передаваемые по магистрали Ethernet, так называемые «MAC-адреса провайдеров услуг». Такое «туннелирование Ethernet-в-Ethernet» обеспечивает поддержку до 16 млн. клиентских виртуальных частных сетей (Virtual Private Network, VPN) на магистрали Carrier Ethernet, что гарантирует масштабируемость виртуальных сетей Ethernet на уровне провайдеров. Однако PBB до сих пор использует традиционные методы автоматизации при выборе пути, в частности, веерную рассылку (Flooding) или предупреждение возникновения петель путем применения протокола покрывающего дерева (Spanning Tree Protocol, STP). Поэтому при выборе коммутаторов Ethernet для городских сетей особенно важно, чтобы они могли поддерживать не только PBB, но и PBT, стандартизация которого предстоит в будущем.

Благодаря разделению адресного пространства идентификаторов магистральной виртуальной сети (Backbone-VLAN-ID, B-VID) на две различных области, после ратификации PBT операторы смогут параллельно поддерживать как «заученные» соединения PBB, так и новые сквозные соединения PBT. Им не придется единовременно отключать все службы на основе PBB, а затем предоставлять новые в PBT. Иначе говоря, это позволит осуществить плавный переход с PBB на PBT/PBB-TE, не создавая ограничений для уже имеющихся служб. Отсутствие поддержки PBB в коммутаторах Ethernet может стать серьезным препятствием при миграции на PBT. Если же функции PBB в магистральных коммутаторах уже имеются, то их можно будет без каких-либо проблем расширить до PBT посредством обновления программного обеспечения.

Технология PBT позволяет управлять параметрами качества обслуживания за счет резервирования пропускной способности для услуг реального времени, и обеспечивает восстановление соединения в случае неполадки, в течение короткого времени, что соответствует характеристикам современных стандартов передачи трафика на базе

оптических технологий SONET или SDH. По словам разработчиков, она помогает сохранить сетевые ресурсы, необходимые для осуществления коммуникаций между большим числом Ethernet-устройств, подключенных к сети. Вместо продвижения пакетов на основе автоматических механизмов Ethernet PBT предусматривает конфигурацию прямых соединений явным образом. Технология PBT использует стандарт IEEE 802.lag для функций OAM и переключения на резервный маршрут. Технология PBT идеально приспособлена для транспорта Ethernet-служб. Однако для транспорта других (не Ethernet) служб предлагается применять все те же псевдолинии на основе MPLS, T-MPLS.

Исходя из вышеизложенного можно сделать вывод, что с помощью MPLS можно решать следующие задачи: ускорять продвижение пакетов за счет замены на магистрали сети маршрутизации на коммутацию; решать задачи Traffic Engineering, то есть конструировать пути прохождения трафика через сеть таким образом, чтобы добиться максимально эффективного использования маршрутизаторов и каналов связи; обеспечивать требуемые параметры качества обслуживания (QoS) за счет резервирования пропускной способности для трафика, проходящего по путям MPLS; строить масштабируемые виртуальные частные сети (VPN). Сфера применения MPLS постоянно расширяется, появились перспективы переноса методов выбора и установления путей, применяемых в MPLS, на первичные транспортные сети, такие как SDH и DWDM, с помощью разрабатываемого в настоящее время стандарта Generalized MPLS (GMPLS).

Механизмы автоматического изучения в Ethernet и установка маршрутизируемого маршрута коммутации меток MPLS не допускают прямого контроля потоков трафика через сеть. Технологии T-MPLS и PBT направлены на обход этой автоматической конфигурации для привнесения регулирования трафика к сети следующего поколения. Одно важное преимущество регулирования трафика - способность эффективно преодолевать отказы. Допуская возможность предварительной настройки резервного маршрута через сеть, T-MPLS и PBT значительно совершенствуют процесс восстановления, и время обработки отказа становится возможным для пакетных сетей. Обе технологии PBT и T-MPLS расширяют возможности регулирования трафика Ethernet похожим образом: PBT отменяет механизмы автоматического обучения в плоскости управления Ethernet, так что операторы могут управлять маршрутами трафика напрямую; T-MPLS достигает того же, удаляя плоскость управления из традиционного MPLS. В обоих случаях функции настройки и обеспечения перемещаются на уровень управления сетью.

Выбор между T-MPLS и PBT во многом зависит от имеющейся у оператора практики. Многие операторы имеют опыт работы с Ethernet. С этой точки зрения, даже использование упрощенной версии MPLS , каким является T-MPLS, требует более серьезного обучения по сравнению с PBT. Но для оператора, который уже эксплуатирует MPLS-сеть на своей магистрали, выбор T-MPLS будет более естественным. Несмотря на простоту PBT, ее успех определяется тем, как быстро будет продвигаться работа в области стандартизации и насколько оперативно удастся решить ряд проблем, касающихся транспорта не Ethernet-трафика, которые в рамках архитектуры MPLS/T-MPLS уже решены.

Список литературы

1. А.Б. Гольдштейн, Б.С. Гольдштейн Технология и протоколы MPLS. СПб: БХВ, 2005.

2. Шиянов Е.А., Пономарев Д.Ю. Тензорный анализ качественных показателей MPLS сетей // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. ст. – Красноярск: Сибирский федеральный университет; Политехнический институт. – 2007. – С. 321-322.

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ

А. В. Кутинова, Д. Ю Пономарев. (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

Современные сети связи представляют собой сложный комплекс взаимодействующих систем, узлов и каналов связи. Для решения задач управления такими сетями необходимо использовать специальные средства, которые смогут обеспечить должный уровень качества обслуживания информационных потоков при заданном наборе услуг. В данной работе рассмотрены основные концепции построения систем управления современными сетями связи.

В настоящее время индустрия телекоммуникаций претерпевает постоянные изменения. Развитие информационных технологий, появление новых средств и оборудования связи ставят перед операторами сетей новые задачи. Основными, в условиях демонополизации рынка услуг связи и увеличения конкуренции, являются повышение качества обслуживания, снижения времени внедрения новых услуг и понижение себестоимости. Обеспечить оптимальное решение этих задач можно только при организации единого управления всеми телекоммуникационными ресурсами.

За последние годы структура сетей стала более сложной и многоплановой. Применение волоконно-оптических линий связи позволило использовать технологию синхронной цифровой иерархии (SDH). Бурно развиваются новые цифровые сети связи с коммутацией пакетов, с использованием технологий Frame Relay, ATM и MPLS. Повсеместное применение протокола IP, развитие сетей высокоскоростного абонентского доступа и использование в подвижной связи стандартов UMTS и CDMA. Все это приводит к тому, что сети состоят из многих типов оборудования и систем связи, поэтому неизбежно возникает необходимость контроля, мониторинга и управления сетями связи на основе единых принципов [1]. Поэтому для обеспечения заданных параметров обслуживания оператор сети должен иметь единый центр управления сетями и услугами связи, который позволяет реализовать ему следующие функции: быстрое внедрение новых услуг и получение дополнительных доходов; поддержка нормативного качества услуг и техническая поддержка пользователей. Для решение поставленных задач МСЭ предложил использовать концепцию TMN (Telecommunications Management Network) [2]. В рамках данной концепции реализован системный подход к управлению сетями, с разделением функций управления по плоскостям:

плоскость управления услугами;

плоскость управления бизнесом;

плоскость управление сетью и элементами оборудования.

Целью TMN является оказание помощи компаниям-операторам в управлении своими сетями электросвязи. Основным принципом TMN является обеспечение организационной структуры для взаимосвязи различных типов операционных систем и аппаратуры связи с использованием стандартных протоколов и интерфейсов. Эти интерфейсы используются для обмена управляющей информацией и приема-передачи управляющих команд между системой управления и сетью связи.

Но в последнее время становится явно видно, что возможностей концепции TMN не хватает для интегрированного управления сложными телекоммуникационными системами, например, совокупностью биллинговых систем и систем баз данных. Управление подобными системами на основе TMN возможно, но связано с различными трудностями, проблемами масштабируемости систем управления и значительным ростом

служебного трафика. Возможным решением для управления такими системами является использование обьектно-ориентированного подхода в частности концепции CORBA (Common Objects Request Broker Architecture - общая архитектура обработки объектных запросов).

Технология CORBA разработана группой компаний OMG (Object Management Group). OMG представляет собой некоммерческую организацию, являющуюся группой разработчиков программного обеспечения и его потребителей, объединивших свои усилия для создания спецификаций этой технологии [3]. CORBA описывает объектный способ создания распределенных приложений, то есть процесс взаимодействия объектов клиента и сервера. Программное ядро CORBA разработано для всех основных аппаратных и программных платформ, что позволяет независимым разработчикам создавать разнородные системы, используя преимущества каждой платформы, не ограничивая свободы выбора языков и ОС [4].

Основу архитектуры CORBA составляет объектный «брокер» запросов (Object Request Broker - ORB). Одной из реализаций на языке Delphi являться VisiBroker for C++ ORB V 3.3.2 он предназначен для обработки запросов и организации взаимодействия между объектами клиентов и серверов. Кроме ORB, в основной набор программных средств, обеспечивающих работоспособность приложений CORBA, разрабатываемых в Delphi входят:

Basic Object Adaptor (BOA) - служба, обеспечивающая регистрацию приложения-сервера в распределенной сетевой среде и активизацию объектов сервера при их вызове клиентом;

Smart Agent – распределенная служба, обеспечивающая взаимодействие частей архитектуры в сетевой среде;

Object Activation Daemon (OAD) - специальное ПО, обеспечивающее автоматический запуск сервера CORBA (если он еще не запущен) при обращении к нему клиента CORBA;

Implementation Repository - сохраняет информацию о зарегистрированных объектах, их идентификаторах и другие.

Следует отметить, что архитектура CORBA специально ориентирована на достижение таких целей, как возможность управления разнородными сетями связи.

Кроме рассмотренной, одним из наиболее перспективных направлений развития систем управления является система поддержки эксплуатации сетей связи (Operation Support System, OSS). В настоящее время в состав OSS входят следующие основные компоненты [5]:

технологический и абонентский документооборот для операционной деятельности при предоставлении/продаже услуг;

обслуживание пользователей, в т. ч. на пунктах коллективного пользования и обеспечение взаимодействия с присоединёнными операторами;

управление услугами связи, инфраструктурой, развитием сетей и сервисов/служб;

учет технических средств и систем электросвязи (управление конфигурацией средств связи);

управление расчетами с пользователями ("классический" биллинг);

справочно-информационная система;

система подготовки данных об оказанных услугах (предбиллинг);

система управления и контроля качества, в том числе контроль QoS;

система обработки платежей;

управление, техническая эксплуатация, мониторинг средств и сетей связи;

управление безопасностью связи;

система подготовки отчетности, в т.ч. финансовая и техническая аналитика.

Перечисленные составляющие OSS могут быть объединены в самостоятельные функциональные компоненты. Обеспечение технологического единства OSS, включая взаимодействие с системой управления бизнесом оператора, BSS (Business Support

System), возможно при использовании репозитария OSS, информация в котором обеспечивает поддержание общей нормативно-справочной системы и реализацию бизнес-логики взаимодействия всех компонент OSS.

Рынок систем управления сетями связи в России пока только набирает обороты. Среди наиболее известных российских производителей систем эксплуатации сетей связи — компании PR-Group, CBOSS, ЦНИИС. Продукты российских производителей OSS в рейтингах международных аналитических компаний пока не присутствуют. Среди ведущих западных производителей в России — HP, Lucent, Micromuse, Harris, TTI. В ноябре 2003 г. было открыто представительство компании Micromuse, чьи продукты OSS (системы Infocenter) прежде поставлялись в нашу страну компанией Cisco Systems по OEM-соглашению [5].

В данной работе рассмотрены следующие разработчики нового поколения OSS: TeMIP компании Compaq и Netrac компании TTI-Telecom.

Семейство TeMIP представляет собой комплект из двух основных продуктов [5]: TeMIP Network Management Solution и TeMIP Service Management Solution.

TeMIP Network Management Solution реализует функции системы управления сетью и обеспечивает выполнение и поддержку операций мониторинга, конфигурирования, администрирования ресурсов, обработку ошибок в соответствии со спецификациями FCAPS. Применительно к концепции TMN, продукт TeMIP предоставляет возможности управления сетевыми элементами (NEL), сетью TMN (NML) и сервисами в сети (SLM). Через модуль адаптации TeMIP Network Management Solution поддерживает широкий набор технологий передачи данных - SDH, PDH, X.25, ATM, GSM, UMTS, frame relay, SS7 и др.

TeMIP Service Management Solution предназначен для реализации функций контроля за состоянием оказываемых сетью сервисов и поддерживает мониторинг сервисов Internet, VPN, широковещательной передачи данных. Система управления TeMIP — мощное и хорошо продуманное средство, на основе которого можно строить распределенные центры управления [5].

Netrac компании TTI-Telecom, реализует функции системы управления (OSS) продукты семейства Netrac обеспечивают выполнение операций мониторинга, конфигурации, анализа загрузки и администрирования сетевых ресурсов (FCAPS) в соответствии со спецификациями и стандартами ITU-T и TMN Forum. Среди поддерживаемых технологий — SDH, PDH, frame relay, ATM, X.25, GSM, CDMA, UMTS и др. собой набор компонентов для реализации уровней управления сетевыми элементами (NEL), сетью TMN (NML) и управления сервисами (SLM) пирамиды TMN. Продукт реализован в архитектуре клиент-сервер и работает на аппаратной платформе Sun. Данная система управления предоставляет пользователю очень широкие возможности по организации центра управления средствами стационарной и мобильной связи и многими другими устройствами.

Список литературы

1. Гребешков А.Ю. Стандарты и технологии управления сетями связи. М: Эко-Трендз, 2003.

2. Гребешков А.Ю. Управление сетями электросвязи по стандарту TMN. М: Радио и связь, 2004.

3. Полозов Р.А. Современный программный комплекс. Технология CORBA // Системы безопасности. – 2005. – №5. – С. 31-35.

4. Аншина М.Л. Увлекательное путешествие с CORBA по широким просторам распределенных приложений // СУБД. – 2003. – №5-6. – С. 1-6.

5. Жилкина Н.В. Управление эксплуатацией сетей операторов связи // Журнал "LAN". –2004. – №3. – С. 25-28.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ СЕТЕЙ СВЯЗИ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Н. В. Петрусева, В. В. Золотухин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

В данной работе рассмотрен метод имитационного моделирования современных сетей связи с коммутацией пакетов с целью оценки их показателей надежности, а также оценки эффективности различных методов и средств обеспечения надежности, таких как резервирование и защитное переключение

Актуальность проблемы анализа надежности современных телекоммуникационных сетей объясняется с одной стороны возросшими требованиями абонентов к качеству предоставляемых услуг, а с другой стороны — значительным увеличением масштабов современных сетей, количеством предоставляемых услуг и скоростями передачи информации. Надежность любой системы определяется надежностью ее отдельных элементов и их количеством, способом взаимного соединения и влияния друг на друга. При увеличении числа элементов системы ее надежность неизбежно снижается, отказы происходят гораздо чаще, и увеличивается время, необходимое для поиска и устранения неисправностей. В свою очередь возросшие скорости передачи информации, обусловленные интенсивным развитием видеосервисов с высоким качеством изображения, безлимитных тарифов доступа в Интернет на высоких скоростях, пиринговых сетей, приводят потерям огромного количества информации даже за единицы секунд, не говоря уже о часах, необходимых для полного восстановления работоспособности сети. Потери большого количества информации, в конечном счете, приводят к значительным финансовым потерям, и как следствие, потерям клиентов, что недопустимо для современных телекоммуникационных компаний на фоне жесткой конкуренции на рынке услуг связи.

Наиболее общим понятием, характеризующим надежное и стабильное функционирование сети связи, является понятие устойчивости как способности сети сохранять работоспособное состояние во времени и в условиях, создаваемых воздействиями внешних и внутренних дестабилизирующих факторов [1]. В свою очередь устойчивость включает в себя два других свойства — надежность и живучесть. Надежность является свойством сети связи сохранять работоспособное состояние сети связи и ее элементов в условиях действия внутренних непреднамеренных дестабилизирующих факторов, в то время как под живучестью понимается свойство сети сохранять способность выполнять требуемые функции в условиях, создаваемых воздействиями внешних дестабилизирующих факторов.

Надежность является одной из важнейших составляющих качества обслуживания в IP сетях, что отражено в соответствующих документах МСЭ-Т — Y.1540 и Y.1541, которые определяют сетевые характеристики и нормы качества обслуживания в пакетных сетях на базе протокола IP [2]. В частности, рекомендация Y.1540 выделяет следующие сетевые характеристики: производительность сети (скорость передачи информации), надежность сети и сетевых элементов, задержка передачи пакетов, вариация задержки (джиттер) и потери пакетов. Среди показателей надежности можно отметить коэффициент готовности, который определяется как отношение среднего времени наработки на отказ объекта к общему времени наблюдения за объектом, равному сумме времени наработки

на отказ и времени простоя. Как правило, время простоя значительно меньше времени наработки на отказ, поэтому величина коэффициента готовности обычно близка к единице и оценивается числом «девяток после запятой». В частности, для ТфОП нормируется коэффициент готовности 0,99999, которому соответствует всего 5,5 минут простоя за год. С оборудованием сетей с коммутацией пакетов дела обстоят сложнее: надежность современного телекоммуникационного оборудования с каждым днем все больше определяется надежностью программного обеспечения (по некоторым оценкам надежность программного обеспечения уже в два раза ниже надежности аппаратных средств).

Надежность сетей с коммутацией каналов исследована уже достаточно хорошо [3], гораздо большую проблему составляют современные сети с коммутацией пакетов, в частности сети на базе протокола IP. Резервирование в таких сетях осуществляется сразу на нескольких уровнях: на физическом уровне используют различные виды автоматического защитного переключения, на канальном — протоколы STP, VRRP, HSRP, CARP, на сетевом — протоколы маршрутизации RIP, OSPF, которые в реальном времени осуществляют поиск обходного маршрута в случае отказа основного. Вдобавок к необходимости учитывать все эти уровни функционирования современной сети IP прибавляется надежность программных средств узлов коммутации и маршрутизации, оценка которой представляет еще большую проблему. Сбои в работе программного обеспечения обусловлены наличием неисправленных дефектов (ошибок) в коде отдельных модулей, причем логические ошибки могут быть достаточно запутанными и проявлять себя только при определенном наборе исходных данных. Таким образом, несмотря на наличие эффективных методов оценки надежности гипотетических сетей связи, надежность реальных телекоммуникационных сетей на всех уровнях модели OSI с учетом различных методов резервирования достаточно сложно оценить существующими аналитическими методами. В таких ситуациях для оценки надежности конкретной сети с определенным набором протоколов, либо оценки эффективности применения того или иного метода резервирования может быть использовано имитационное моделирование. В данном случае вся сеть заменяется некоторой дискретной моделью с определенной степенью точности, после чего данная модель реализуется на одном из языков имитационного моделирования (GPSS, Simula, SimScript, AnyLogic, Arena, PowerSim и др.).

Выбор того или иного языка моделирования определяется требуемыми результатами и набором доступных средств (элементарных конструкций данного языка моделирования). Моделирование сетей с коммутацией пакетов в качестве конечного результата предполагает в первую очередь определение коэффициента готовности сети и среднего времени простоя, а затем оптимизацию структуры сети для достижения требуемых показателей надежности. В данном случае модель сети представляет собой совокупность отдельных элементарных блоков — маршрутизаторов, коммутаторов, линий связи, показатели надежности которых известны (например, определены на основе собранной статистики). Каждый из блоков через случайный промежуток времени, распределенный по определенному закону, переходит из работоспособного состояния в неработоспособное и обратно.

Следовательно, каждый блок сети B_i характеризуется набором характеристик c_i, причем в результате наступления определенных событий могут изменяться характеристики c_i. Одной из характеристик блока B_i является время t_i до наступления очередного события e_i этого объекта. Таким образом, через промежуток времени $t=t_i$ в системе наступит событие e_i. Поскольку блоков в системе несколько, то необходимо определять $t=min(t_i)$ как ближайшее следующее событие, и рассматривать следует лишь моменты наступления событий. В качестве элементарных событий следует рассматривать

события отказа и восстановления блока сети (рисунок 1). В результате отказа отдельных блоков сети активируются механизмы резервирования, работающие на различных уровнях модели взаимодействия открытых систем и обеспечивающие резервные маршруты передачи информации. Одновременно планируется момент восстановления данного блока и помещается в список будущих событий. После этого система моделирования осуществляет поиск следующего ближайшего события из списка будущих событий при условии, что список текущих событий уже пуст.

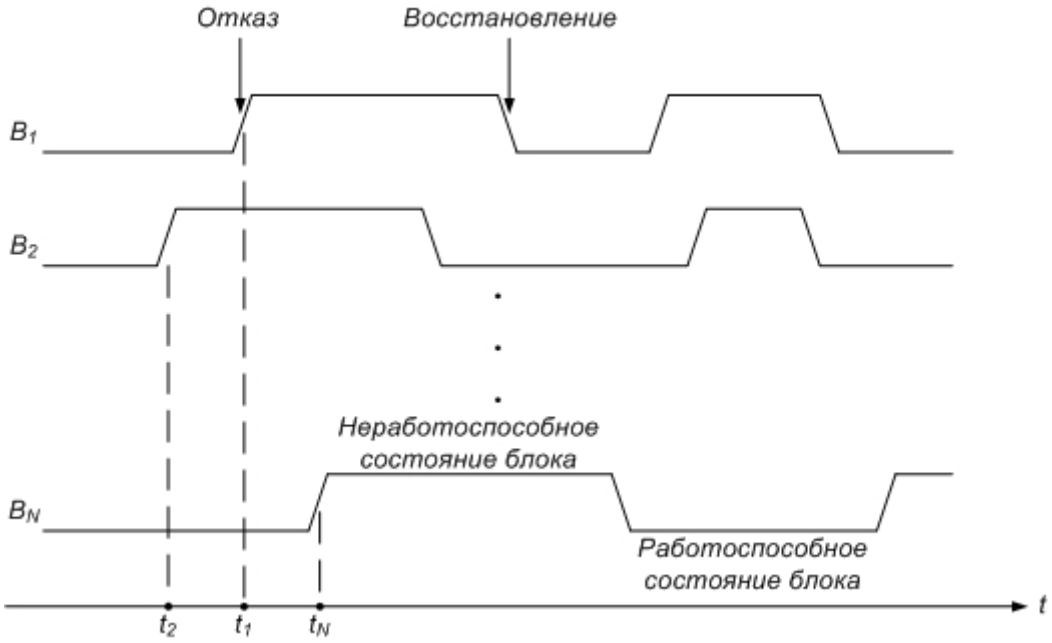


Рис. 1. Временная диаграмма возможных состояний элементов сети

Соответственно, в зависимости от топологии сети это может приводить к событию связности либо несвязности для двух любых узлов сети. Причем при определении события связности необходимо одновременно учитывать как наличие обходных маршрутов, так и различных способов резервирования на всех уровнях иерархии, что сказывается на самой структуре модели. Однако далеко не каждый язык имитационного моделирования обладает доступным набором средств для реализации такой модели: все существующие языки занимают определенное положение между двумя крайними случаями — универсальные и узкоспециализированные языки имитационного моделирования. К узкоспециализированным языкам имитационного моделирования можно отнести GPSS, в котором в качестве основных элементарных конструкций используется ограниченный набор блоков, хорошо подходящий для моделирования систем массового обслуживания, однако с трудом применимый для решения ряда других исследовательских задач. В частности, активация каждого из блоков происходит только при поступлении в него транзакта, что значительно ограничивает область его применения. В качестве примера гибкого универсального языка имитационного моделирования можно назвать Simula, который содержит богатый набор различных элементарных блоков и обладают свойством расширяемости, что позволяет применять их для решения практически любых инженерных задач. При этом следует заметить, что широкие возможности применения подобных языков моделирования компенсируются большим размером программ и необходимостью грамотного построения моделей из относительно простых элементарных конструкций.

Следует заметить, что сам процесс создания имитационных моделей требует, помимо знания языка имитационного моделирования, определенного творческого подхода. Таким образом, моделирование надежности сетей связи с коммутацией пакетов требует использования гибкого универсального языка имитационного моделирования, что объясняется «физической природой» отказов в сетях и сложностью существующих методов резервирования.

Список литературы

1. Нетес, В.А. Надежность сетей связи в период перехода к NGN / Журнал «Вестник связи», №7, 2009.

2. Яновский, Г.Г. Качество обслуживания в сетях IP / Журнал «Вестник связи», №1, 2008.

3. Филин, Б.П. Методы анализа структурной надежности сетей связи / Б.П. Филин. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ QOS С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА СЕТЕЙ

А. В. Петухова, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: : kafaes@krasmail.ru

При исследовании сетей с целью оптимизации часто приходится сталкиваться с трудностями, связанными, в основном, с размером исследуемых сетей, и, как следствие, чем больше сеть, тем больших материальных затрат требует её исследование. Существует множество методов оптимизации сетей, но большинство из них недостаточно эффективны, поскольку требуют больших временных затрат. В данной статье приводится тензорный метод, позволяющий довольно быстро и легко проводить исследование сетей с целью их оптимизации. Он позволяет анализировать сети со структурой любой сложности, путем разбиения сложных систем на части, что позволяет упростить расчеты. Данный метод дает возможность исследовать все возможные варианты сети и выбрать оптимальный.

При исследовании качества обслуживания, прежде всего, необходимо определить критерии оптимизации. Основными критериями являются задержки по времени и потери пакетов.

Рассмотрим следующую сеть:

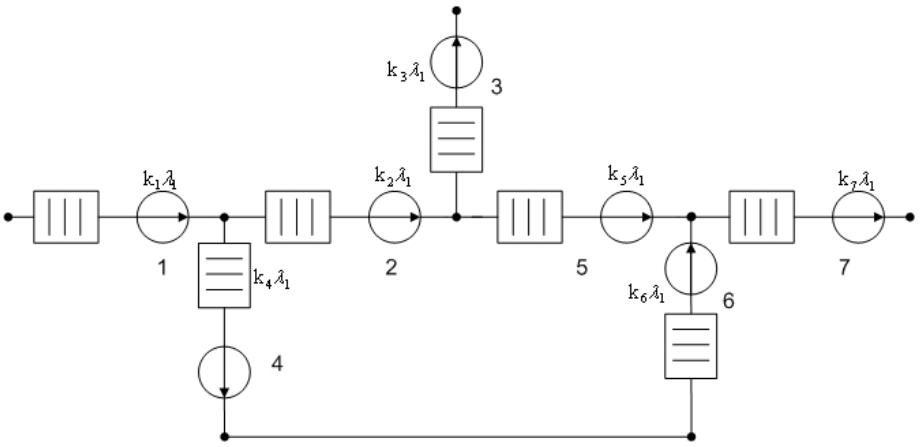


Рис. 1. Исходная сеть

Для каждой ветви вводим интенсивности поступления пакетов λ_i. Очевидно, что интенсивности поступления пакетов во всех ветвях являются частью λ_1, следовательно, их можно выразить через λ_1 при помощи коэффициентов k, указывающих долю λ_1 для данной i-той ветви.

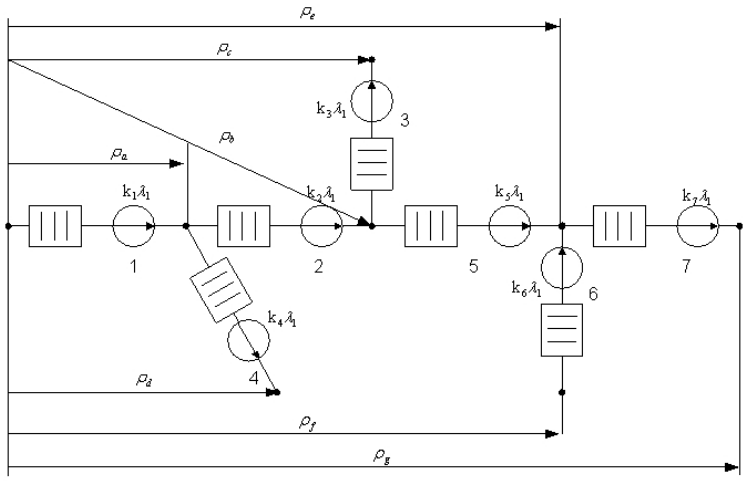


Рис. 2. Исходная сеть с указанными узловыми загрузками

Для определения зависимости загрузки от интенсивности поступления пакетов воспользуемся тензорной методологией, для чего перейдем к примитивной сети, где все узлы находятся на бесконечном расстоянии друг от друга. Для одноканальной СМО справедливо выражение $\lambda = \mu\rho$ [1], согласно первому постулату обобщения [2], для сети из СМО можно прейти к матричному выражению $\Lambda = MP$

Представим исследуемую сеть виде чисто узловой сети рисунок 2

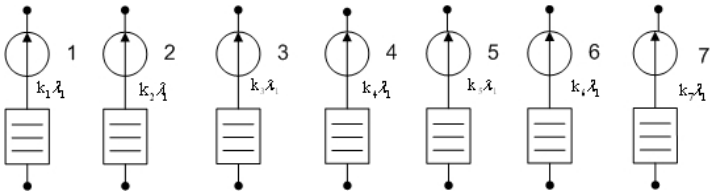


Рис. 3. Примитивная сеть

Введем узловые загрузки:

$\rho_1 = \rho_a$, $\rho_2 = \rho_b - \rho_a$, $\rho_3 = \rho_c - \rho_b$, $\rho_4 = \rho_d - \rho_a$, $\rho_5 = \rho_e - \rho_b$, $\rho_6 = \rho_e - \rho_f$, $\rho_7 = \rho_g - \rho_e$.

Составим матрицу переходов $C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$.

Для примитивной сети интенсивность обслуживания пакетов представляет собой матрицу: $\mathrm{M} = \begin{pmatrix} \mu_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_7 \end{pmatrix}$

Матрицу интенсивностей обслуживания пакетов найдем по формуле:

$$\mathrm{M}' = C^T \cdot \mathrm{M} \cdot C \qquad (1)$$

где C – матрица переходов, M' - интенсивность обслуживания пакетов в исходной сети,

M - интенсивность обслуживания пакетов в примитивной сети.

$$\mathrm{M}' = \begin{pmatrix} \mu_1+\mu_2+\mu_4 & -\mu_2 & 0 & -\mu_4 & 0 & 0 & 0 \\ -\mu_2 & \mu_2+\mu_3+\mu_5 & -\mu_3 & 0 & -\mu_5 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu_3 & \mu_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\mu_4 & 0 & 0 & \mu_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\mu_5 & 0 & 0 & \mu_5+\mu_6+\mu_7 & -\mu_6 & -\mu_7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_6 & \mu_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_7 & 0 & \mu_7 \end{pmatrix}$$

Интенсивность поступления пакетов для исходной сети найдем по формуле:

$$\Lambda' = C^T \Lambda \qquad (2)$$

Таким образом, получим:

$$\Lambda' = \begin{pmatrix} \lambda_1-\lambda_2-\lambda_4 \\ \lambda_2-\lambda_3-\lambda_5 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \\ \lambda_5+\lambda_6-\lambda_7 \\ -\lambda_6 \\ \lambda_7 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \\ 0 \\ -\lambda_6 \\ \lambda_7 \end{pmatrix} \qquad (3)$$

Из матрицы Λ' определим, как связаны между собой коэффициенты k

k_1-k_2-k_4=0

k_2-k_3-k_5=0

k_5+k_6-k_7=0

k_4-k_6=0

$\lambda \geq 0$

Зная M' и Λ' для исходной сети найдем загрузку в отдельной ветви исходной сети $\mathrm{P}_{ветви}$ по формуле

$$\mathrm{P}_{ветви} = C\mathrm{M}'^{-1}\Lambda' \qquad (4)$$

В качестве критерия оптимизации выберем минимизацию потерь по нагрузке. Из теории телетрафика известно, что потери по нагрузке определяются по формуле $p_н = p \cdot \lambda$, где p-вероятность переполнения очереди в системе массового обслуживания. В зависимости от распределения интервалов времени поступления пакетов и распределения времени обслуживания одного пакета, значения p можно определить из [3]. Тогда для сети из систем массового обслуживания можно записать следующую целевую функцию $f(\lambda) = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i p_i$. Поскольку функция вероятности перегрузки p является выпуклой функцией, то и целевая функция является выпуклой функцией, это означает, что целевая функция будет иметь единственный глобальный минимум.

Список литературы

1. Пономарев Д.Ю. Тензорный метод для телекоммуникационных сетей // Труды КГТУ. – 2006. – №2-3. – С. 49-56.

2. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио,1978.

3. Петров М.Н. Вероятностно-временные характеристики в сетях и системах передачи интегральной информации: научное издание / М.Н. Петров. - Красноярск: ИПЦ КГТУ, 1997. – 220 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕНЗОРНОГО МЕТОДА ДЛЯ АНАЛИЗА МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ ETHERNET

К. А. Пешков, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: : kafaes@krasmail.ru

В данной работе рассмотрены основные протоколы мультисервисной сети передачи данных. Изучена структура построения сети и приведены примеры использованного оборудования.

В настоящее время объем передаваемого трафика резко возрос. В сети Internet используется разнородный трафик, поэтому необходимо развивать сети передачи данных использующие коммутацию пакетов и постепенно отказываться от сетей с коммутацией каналов. В результате необходимо развивать и исследовать мультисервисные сети с коммутацией пакетов и использованием протокола Ethernet на канальном уровне.

Рекомендуемая многими провайдерами архитектура построения мультисервисной сети имеет трехуровневую структуру: уровень распределения, уровень агрегации и уровень ядра. Кабельная инфраструктура такой сети построена по принципу FTTB (fiber to the building – оптическое волокно до здания), так что физический уровень на всех участках между коммутаторами и маршрутизаторами будет построен на оптическом волокне. Кабельная инфраструктура в нутрии здания строится на кабелях категории не ниже пятой, что обеспечивает абоненту доступ к услугам мультисервисной сети в плоть до 1Гбит/с. С целью обеспечение отказоустойчивости сети на всех трех уровнях, необходимо на физическом уровне организовывать такие топологии, чтобы отказ любого канала не вызвал изоляцию какой-либо группы абонентов от услуг, предоставляемых сетью. На исследуемой сети каждый уровень представляет собой кольцо.

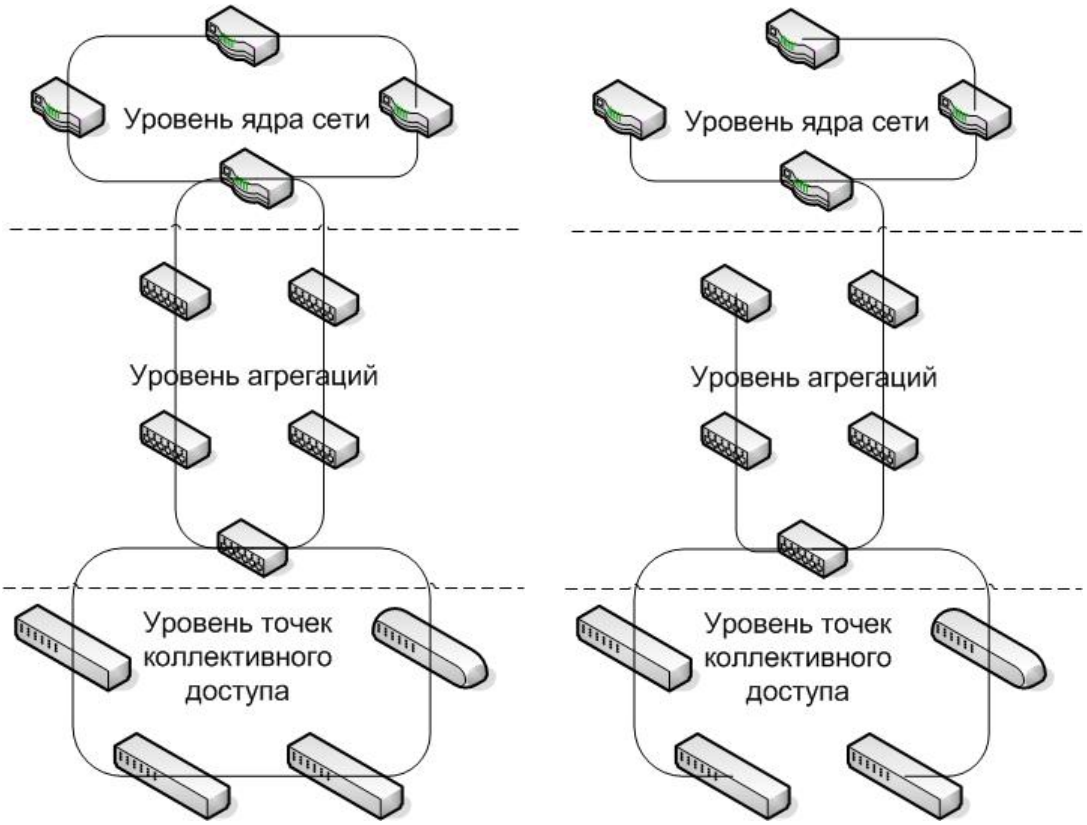
Канальный уровень современных мультисервисных сетей основан на полностью коммутируемой технологии Ethernet, которая на сегодняшний день обеспечивает градацию скоростей от 10 Мбит/с до 10 Гбит/с.

Уровень доступа построен полностью на коммутаторах второго уровня, это означает, что данный уровень прозрачен для протоколов сетевого и более высокого уровней. В свою очередь коммутируемая инфраструктура Ethernet должна исключать петлевые топологии либо на физическом, либо на канальном уровне. Для этой цели может использоваться три подхода: применение протокола STP (spanning tree protocol – протокол покрывающего дерева) или RSTP (rapid STP - быстрый STP), Сегментация с помощью VLAN (virtual local area network - виртуальные локальные сети), либо комбинация STP+VLAN. Исключение маршрутных циклов на канального уровне происходит за счет того, что протокол STP определяет наикратчайший маршрут от корневого коммутатора (коммутатор имеющий наименьший приоритет) до каждого сегмента сети, таким образом, если имеется несколько маршрутов к одному сегменту сети то протокол STP автоматически конфигурирует коммутатор таким образом, чтобы использовался только наикратчайший маршрут. Автоматическое конфигурирование сводится к тому, что STP определяет, какие порты коммутатора необходимо перевести в заблокированное состояние, а какие оставить в состоянии перенаправления.

Уровень агрегации построен на базе протоколов, таких как, IP (internet protocol – протокол межсетевого взаимодействия) и OSPF (open shortest path first – наикратчайший маршрут используется первым). Взаимодействие на канальном уровне между маршрутизаторами уровня агрегации строится также на базе технологии Ethernet. Протокл OSPF позволяет динамически составлять таблицы маршрутизации, что позволяет маршрутизаторам уровня агрегации находить наикратчайший маршрут к узлу уровня ядра. Также протокол OSPF обеспечивает и надежность кольца агрегации, если произойдет отказ одного из портов маршрутизатора, в этом случае протокол маршрутизации динамически откорректирует таблицы маршрутизации, тем самым обеспечивая связность с уровнем ядра. Использование именно маршрутизаторов на уровне агрегации позволяет осуществлять контроль входящего и исходящего трафика от пользователей сети, назначать динамически IP адреса пользователям, осуществлять трансляцию сетевых адресов и портов, обеспечивать фильтрацию и аутентификацию поступающих пакетов.

Уровень ядра, как правило, строится на коммутаторах третьего уровня, MPLS (multiprotocol label switching – многопротокольная коммутация по метка) коммутаторах, ATM (asynchronous transfer mode – асинхронный режим переноса) коммутаторах или по технологии PBT (provider backbone transport – магистральная транспортная технология провайдеров). Общее в этих технологиях то, что коммутация осуществляется на аппаратном уровне, а не на программном, что позволяет достичь больших скоростей передачи. Из-за высокой стоимости оборудования ATM, провайдеры в большинстве случаев в качестве технологии канального уровня предпочитают использовать MPLS, который в качестве транспорта на канальном уровне использует кадры Ethernet, а на сетевом уровне IP. Использование Ethernet на всех уровнях мультисервисной сети, облегчает эксплуатацию и дальнейшую модернизации сети, а также переход на более современные методы построения магистральных сетей, такой как PBT. В качестве протокола маршрутизации на магистрали также используется OSPF, который позволяет создавать беспетельные маршруты для коммутируемых по меткам трактов MPLS.

Из сказанного следует следующее, что физический уровень представлен виде кольцевой топологии, но работа протоколов канального и сетевого уровня выстраивает собственную логическую топологию, согласно которой и распределяется трафик по сети



а б

Рис. 1: а – физическая организация мультисервисной сети передачи данных;
б – логическая топология мультисервисной сети

Одной из задач при проектировании и эксплуатации сети является анализ качества предоставления услуг, то есть, обеспечение определенного уровня потерь пактов и задержек по времени. В качестве метода анализа предлагается использовать тензорный метод.

Для применения тензорного метода к анализируемой мультисервисной сети необходимо сеть представить как совокупность систем массового обслуживания (СМО), для каждой СМО справедливо выражение $\lambda = \mu\rho$, где λ - интенсивность поступления пакетов В СМО, μ - интенсивность обслуживания СМО, ρ - загрузка СМО , смотрите [1]. Согласно первому постулату обобщения [2], для сети из СМО можно прейти к матричному выражению $\Lambda = \mathrm{MP}$, где каждая из матриц содержит набор интенсивностей поступления, обслуживания и загрузку в СМО.

Анализ такой сети можно провести с использованием узлового метода, предложенного в [2]. Согласно данному методу в начале необходимо определить матрицу перехода от примитивной сети к исходной, правило определено в [2]. Переход к примитивной сети необходим так как для нее выражение $\Lambda = \mathrm{MP}$ составляется достаточно легко смотрите [1]. А поскольку определено правило преобразования от примитивной сети к исходной в виде матрицы перехода С, то значение как только известны значения матриц $\Lambda, \mathrm{M}, \mathrm{P}$ для примитивной сети то значение P в ветвях сети определяется как

$$\mathrm{P}_{ветви} = C\left(C^T \cdot \mathrm{M} \cdot C\right)^{-1} C^T \Lambda \qquad (1)$$

А значение интенсивностей поступления в каждой ветви определяется по следующей формуле:

$$\Lambda_{ветви} = \mathrm{MP}_{ветви} \qquad (2)$$

В (2) M – квадратная матрица, где диагональные элементы описывают интенсивность обслуживания соответствующей СМО, а все остальные элементы равны нулю.

Таким образом, зная загрузку СМО в каждой ветви, можно определить значение задержек пакетов и вероятности потерь пакетов в мультисервисной сети.

Список литературы

1. Гаипов К. Э., Пономарев Д. Ю. Применение тензорного метода для решения задач инжиниринга трафика в пакетных сетях // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ. – 2008. – С. 143-146.

2. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио,1978.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ НАГРУЗКИ НА СЕТИ СВЯЗИ г.КРАСНОЯРСКА

Е. Ю. Потапова, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

Исследование нагрузки является очень важной задачей, так как исходя их этих данных, можно посчитать количество требуемых каналов, определить пропускную способность, посчитать коэффициент концентрации нагрузки, уменьшить потери (повысить качество обслуживания), произвести перераспределение нагрузки, увеличить производительность работы оборудования, обеспечить оптимальное распределение на транспортной сети.

Интенсивность телефонной нагрузки – это основной параметр, который определяет объем оборудования АТС (коммутационного, линейного и управляющего). Поэтому расчет возникающей и входящей от других АТС телефонной сети нагрузок, распределения их по направлениям и ступеням станции на этапе эксплуатации очень важны. Для того чтобы рассчитать число телефонных каналов, необходимых на том или ином направлении и в целом по узлу, следует тщательно изучать существующую нагрузку и определять перспективные потребности в телефонных разговорах (и не только), анализировать распределение этих потребностей во времени, длительность занятия канала, т.е. оценивать качественные параметры обслуживания вызовов. Для повышения качества обслуживания необходимо обеспечить правильный выбор направлений в соответствии с матрицей распределения нагрузки [1]:

$$\left\| Y_{ij} \right\| = \begin{Vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1m} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{m1} & Y_{m2} & \dots & Y_{mn} \end{Vmatrix}$$

Неравномерность нагрузки по часам суток дням недели обусловлена режимом деловой и культурной жизни людей, временем работы предприятий, учреждений и организаций, ритмом городской жизни (начало и конец рабочего дня, время обеденного перерыва, длительность рабочей недели, наличие/отсутствие сменного графика работы).

Поэтому расчет объема оборудования необходимо производить исходя из значения интенсивности нагрузки в час наибольшей нагрузки (ЧНН) – «непрерывный интервал времени в 60 мин, в течение которого средняя интенсивность нагрузки является наибольшей» [1]. Для определенной организации должны проводиться измерения нагрузки с целью оптимизации ресурсов информационной системы управления предприятием.

В общем случае нагрузка - это суммарное время обслуживания вызовов. Различают поступающую, обслуженную и потерянную нагрузку.

Под обслуженной нагрузкой понимают сумму времени занятия всех выходов коммутационной системы, обслуживающей поступающий на ее входы поток вызовов за исследуемый интервал времени. Известно, что интенсивность обслуженной нагрузки, выраженная в эрлангах, количественно равна среднему числу одновременно занятых выходов, обслуживающих эту нагрузку [1].

По определению поступающая нагрузка – это такая нагрузка, которая обслуживается коммутационной системой за исследуемый интервал времени, если бы каждому вновь поступающему вызову предоставлялась бы свободная линия в заданном направлении. При этом для нахождения потерянной нагрузки необходимо найти разность между поступающей и обслуженной нагрузками, наблюдаемыми на одном и том же интервале времени.

В данной работе представлены результаты исследования интенсивности нагрузки на ОПТС2 сети связи г. Красноярска.

«Опорно-транзитная станция (ОПТС) - коммутационная станция, выполняющая функции как опорной, так и транзитной станций сетей данного иерархического уровня» [2].

Измерение нагрузки проводилось по всем входящим направлениям (например, OPTS3I – входящая нагрузка с ОПТС3, I-incoming), и по всем исходящим (например OPTS3O- исходящая нагрузка к третьему узлу, O-outgoing)

Интенсивность нагрузки, измеренная в эрлангах, регистрировалась каждые 60 минут при помощи программного обеспечения, разработанного фирмой Ericsson.

По полученным статистическим данным построены графики распределения нагрузки, распределения числа вызовов и среднего времени разговора по всем направлениям. Также построены графики вероятности разговора для исходящих направлений.

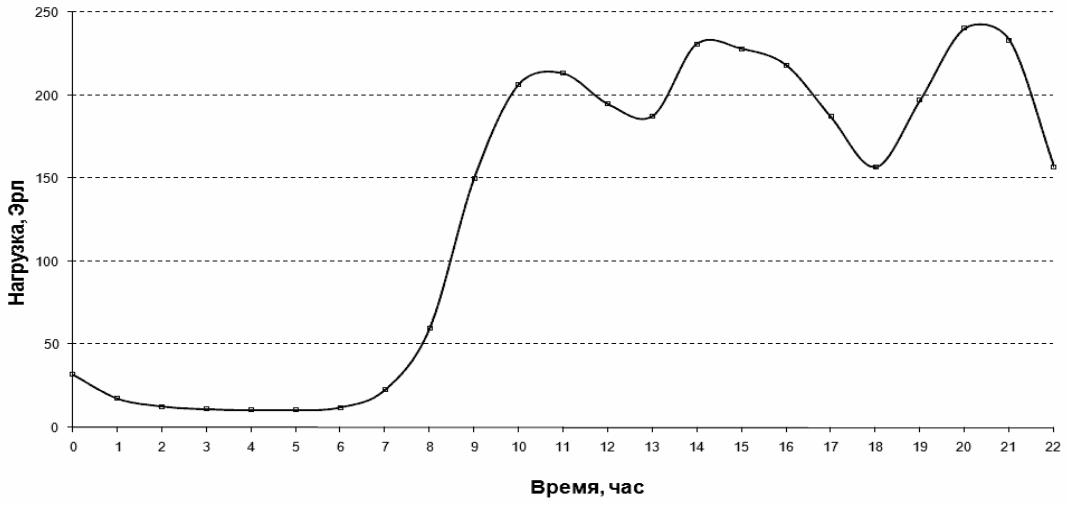


Рис. 1. Изменение интенсивности входящей нагрузки по одному из направлений в зависимости от времени суток

Из регулярных колебаний интенсивности исходящей и входящей нагрузки наиболее значительными являются суточные колебания. В значительной степени они зависят от распорядка жизни в городе, структурного состава и деловой активности абонентов. Для оценки степени концентрации нагрузки в ЧНН определяется коэффициент концентрации нагрузки в ЧНН: $k_{ЧНН} = \frac{y_{ЧНН}}{y_{сут}}$, где $y_{ЧНН}$ - интенсивность нагрузки в ЧНН, $y_{сут}$ - суммарная интенсивность нагрузки за сутки.

Как видно из графика распределения нагрузки (рис. 1), в ночное время суток наблюдается очень низкая активность абонентов - нагрузка мала, Начиная с восьми часов нагрузка резко начинает расти, это связано с началом рабочего дня. Около десяти часов утра заметен первый ЧНН, обусловленный большой деловой активностью населения. Обеденное время – нагрузка снижается. После обеденного перерыва можно увидеть еще один ЧНН – максимальная деловая активность. Конец рабочего дня нагрузка снижается. Восемь часов вечера – максимальный ЧНН, это можно объяснить активностью абонентов квартирного сектора.

Рассчитаем коэффициент концентрации нагрузки: $k_{ЧНН} = \frac{240,2826}{2988,52} = 0,08$. В соответствии с [1-2] данное значение коэффициента концентрации хорошо согласуется с теоретическими предположениями.

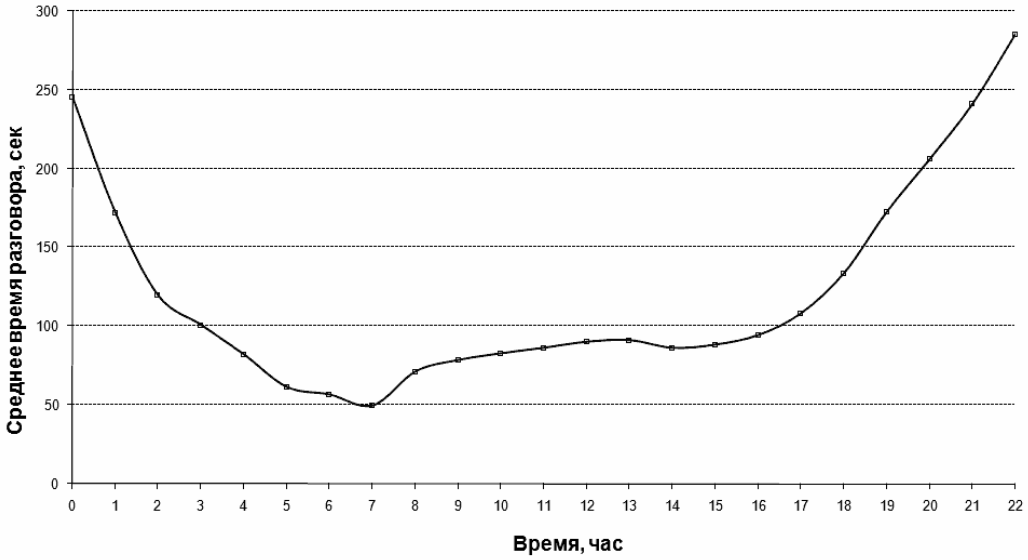


Рис. 2. График распределения среднего времени разговора

Как видно из рисунка 2 самые продолжительные разговоры приходятся на вечернее и ночное время суток, это связано с максимальной активностью пользователей квартирного сектора - большинство разговоров являются разговорами личного характера, обсуждение домашних проблем и услуги Интернет, т. к ночью компании предлагают большие скидки. Во время рабочего дня длительность разговора практически не меняется, так как в рабочее время решаются вопросы делового характера, которые обычно не требуют продолжительных разговоров.

Исследование нагрузки является очень важной задачей, так как исходя их этих данных, можно посчитать количество требуемых каналов, определить пропускную способность, посчитать коэффициент концентрации нагрузки, уменьшить потери

(повысить качество обслуживания), произвести перераспределение нагрузки, увеличить производительность работы оборудования, обеспечить оптимальное распределение на транспортной сети. Также можно выделить не используемую пропускную способность под другие типы услуг связи (Интернет, видео, конференцсвязь), таким образом повысить доходность данного вида услуг. Кроме того, анализ нагрузки позволит подтвердить теоретические предположения практическими выводами.

Список литературы

1. Б.С. Лившиц, А.П. Пшеничников, А.Д. Харкевич. Теория телетрафика. М: Связь, 1979.

2. РД45.120-2000. Городские и сельские телефонные сети. СПб: ЛОНИИС, 2000.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ ОТ МОБИЛЬНЫХ АБОНЕНТОВ

А. Ю. Старцев, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

В данной статье рассмотрены основные сети передачи видеоинформации на примере конкретной системы подвижного видеонаблюдения. Описана передача информации по уровням модели OSI.

Сегодня, в век высоких информационных технологий, все острее встает вопрос о возможности получения видеоинформации от подвижных (мобильных) абонентов, что немаловажно как для рядовых пользователей сетей передачи данных, так и для всевозможных охранных предприятий и спецслужб. Данный вид передачи информации способен удовлетворить потребности в связи большего количества абонентов сетей, а также может значительно повысить уровень безопасности объектов стратегической важности, требуемых постоянного наблюдения.

Существуют различные технологии передачи видеоинформации, но особый интерес в современных условиях, условиях очень быстрого развития мобильных технологий, представляют беспроводные сети передачи данных, такие как сотовые, спутниковые, сети WiFi и WiMAX. Остановимся на них поподробнее.

В России основная часть пользователей сотовых сетей являются пользователями стандарта GSM. Этот стандарт предусматривает возможность передачи данных между оконечным оборудованием со скоростью до 9600 бит в секунду. Под данными подразумеваются: двоичные данные в произвольном формате, факсимильные сообщения и короткие сообщения в текстовом формате или в формате двоичных данных. Малые

габариты абонентского оборудования GSM и высокая степень интегрированности его с современными цифровыми управляющими системами позволяют рекомендовать этот вид связи для использования в технических средствах специального назначения.

Также представляют немалый интерес сети WiFi и WiMAX. Это сети беспроводных технологий, они основаны на стандартах 802.11 (WiFi) и 802.16 (WiMAX). Многие проекты удалось осуществить посредством использования данных сетей, была решена немаловажная задача-получение доступа в интернет мобильным абонентам. Данные технологии позволяют обмениваться данными со скоростями до 100 Мбит/с (WiFi) и до 120 Мбит/с (WiMAX) посредством специально выделенных радиоканалов. Связь осуществляется при помощи специальных антенн (точек доступа). Одним из преимуществ сетей, построенных на основе WiFi и WiMAX, является возможность масштабирования сети путем добавления точек доступа. Это относительно новые технологии передачи данных, которые, несомненно, в ближайшем будущем получат большое распространение по всему миру.

Спутниковые технологии передачи данных относительно недавно вышли в массы. До этого они использовались только в государственных целях. Спутники использовались в первую очередь в военных целях и в целях национальной безопасности, затем начали использоваться в национальном телевидении. В наши дни технология передачи данных через спутник доступна большей части населения. Данной технологией пользуются коммерческие и некоммерческие структуры, спецслужбы, рядовые абоненты провайдеров. Через спутник возможна онлайновая трансляция видео и звука, передача данных по многим известным и используемых в сетях общего пользования протоколам, связь, доступ в интернет. Спутниковые каналы имеют очень хорошую помехозащищенность, а также высокий уровень безопасности передачи данных. Также одной из самых распространенных услуг является аренда выделенного канала. Ей пользуются различные частные фирмы и спецслужбы, а также многие операторы связи, в частности, в слабозаселенных регионах, где установка и обслуживание антенн приносит большие затраты, чем использование спутника.

В сети передачи информация поступает от источников. Нас интересует видеоинформация, поэтому остановимся на источниках видеоинформации соответственно. Источниками данного вида информации могут служить различные устройства: презентационные компьютеры, ноутбуки докладчиков, документ-камеры, DVD проигрыватели, видеомагнитофоны SVHS, терминалы систем видеоконференции, видеокамеры, каналы эфирного и спутникового телевидения, интерактивные системы. В частности видеокамеры подразделяются на множество видов по различным критериям сравнения, например, аналоговые и цифровые, монохромные и цветные, корпусные и бескорпусные, поворотные и скоростные купольные, с поддержкой QoS и без, а также на многие другие.

Существующие протоколы и технологии передачи данных позволяют организовать достаточно сложные системы, удовлетворяющие потребностям населения.

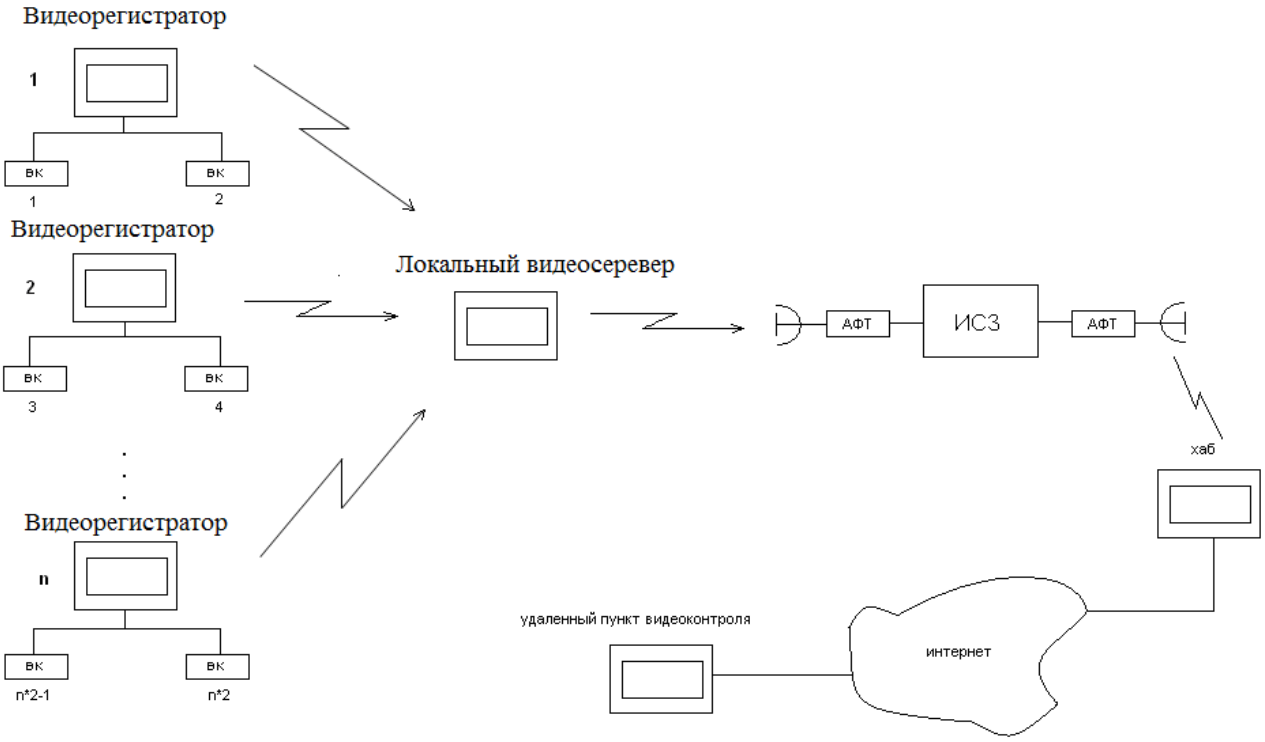


Рис. 1. Типовая схема построения мобильного видеонаблюдения

Сигналы от видеокамер, установленных в мобильных объектах, по проводным линиям связи поступают на видеорегистраторы, где происходит запись данных на жесткий диск и, затем, по радиоканалу, через WiMAX, трансляция на локальный видеосервер. Локальный видеосервер ведет запись трансляции в файл. После этого каждый файл в определенный промежуток времени отправляется через спутниковый канал на удаленный пункт наблюдения.

Технологии сжатия видеоинформации (MPEG1, MPEG2, MPEG4) обеспечивают уменьшение трафика для передачи видеоинформации по сети.

Рассмотрим схему взаимодействия ВОС в вышерассмотренной системе видеонаблюдения.

На рис. 2 приведена структурная схема взаимодействия открытых систем системы видеонаблюдения изображенной на рис. 1.

Посредством кабеля видеокамеры подключаются к видеорегистратору. На физическом и канальном уровне используется технология ETHERNET. На сетевом – протокол IP. На транспортном уровне используется протокол UDP, для передачи видеоинформации в реальном времени. Далее от видеорегистратора данные передаются на локальный сервер по радиоканалу по технологии WiMAX. На физическом уровне используется протокол передачи 802.16. На канальном ETHERNET. На сетевом – IP. На транспортном – UDP. Затем локальный видеосервер записывает полученную информацию в файл и отправляет её в виде файла, используя FTP протокол, по спутниковому каналу, в основе которого лежит стандарт ITU-R v.431-6. Спутник в данной системе играет роль ретранслятора, поэтому он просто перенаправляет полученный файл по тому же протоколу FTP, используя те же технологии, на хаб. Хаб в свою очередь также выступает в роли ретранслятора, поэтому после приема файла, он просто перенаправляет его в удаленный центр видеоконтроля через сеть INTERNET.

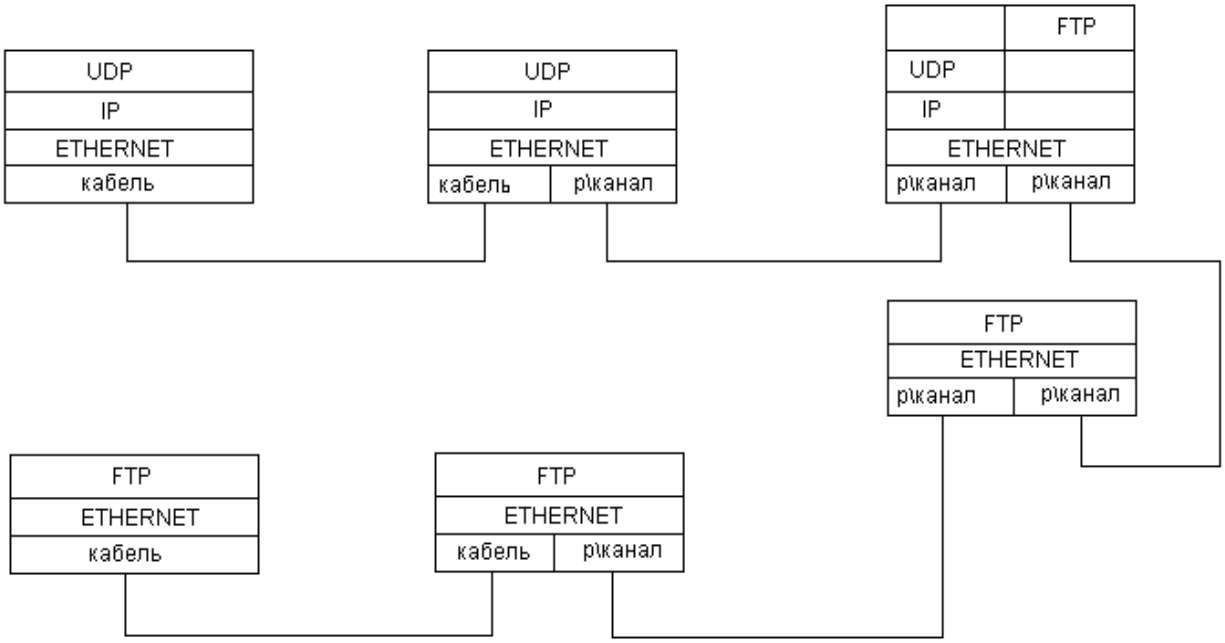


Рис. 2. Схема взаимодействия открытых систем при передаче видеосигнала

Таким образом, мы получили систему видеонаблюдения, в которой с локального видеосервера можно получать видеоинформацию с камер в режиме онлайн, а с удаленного пункта видеонаблюдения – с некоторой задержкой и в виде файла, что очень сокращает расходы на спутниковую связь по сравнению с системой передачи видеоинформации через спутник на дальние расстояния в режиме онлайн. Причем при определенных настройках, можно запрограммировать локальный видеосервер, чтобы он отправлял файлы как можно чаще, но в этом случае получится много файлов небольшого размера.

Список литературы

1. Петров, Н. Н.. Использование передачи данных по каналам сотовой связи стандарта GSM в системах обеспечения безопасности // www.phreaking.ru/showpage.php?s=&pageid=53626

2. Печеровый Антон. Ликбез: Технология WiFi - ваша «беспроводная надежность» // www.mforum.ru/phones/tests/065418.htm

3. Докторович Анастасия. Технология WiMAX: текущее состояние // www.thg.ru/network/wimax_2007/wimax_2007-01.html

4. Карташевский В. Г., Семенов С. Н., Фирстова Т. В. Сети подвижной связи. М: Эко-Трендз, 2001.

ТЕХНОЛОГИИ ВИРТУАЛЬНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Е. В. Титов, К. Э. Гаипов, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kafaes@krasmail.ru

Технологии локальных вычислительных сетей обеспечивают передачу данных и обеспечены стандартами и рекомендациями. Однако, увеличение информационных потребностей требует расширения услуг предоставляемых данными сетями при улучшении качества обслуживания. В данной работе рассмотрены современные технологии виртуальных локальных вычислительных сетей в некоторой мере решающие поставленные задачи..

В настоящий момент технология VLAN (виртуальная локальная сеть) получила широкое распространение на сетях передачи данных, ввиду множества различных факторов, таких как удобство и простота применения, уменьшение нагрузки на сетевые узлы, увеличение безопасности соединений. Поэтому данная технология постоянно совершенствуется, внося всё новые изменения и добавления.

VLAN (виртуальная локальная сеть) представляет собой набор пользователей или портов коммутатора, сгруппированных вместе в безопасный автономный широковещательный домен. Основной целью создания VLAN в сети является ограничение распространения широковещательных пакетов и вызываемых ими следствий, которые могут развиться в широковещательные штормы и существенно снизить производительность сети, а так же удобное администрирование большой сети.

В коммутаторах используются три типа VLAN и широковещательных доменов: IEEE 802.1Q VLAN; VLAN на базе портов; широковещательные домены на базе MAC-адресов.

Применение широковещательных доменов на базе MAC-адресов и VLAN на базе портов ограничено одним коммутатором и устройствами, непосредственно подключенными к нему. VLAN по стандарту IEEE 802.1Q поддерживают метки пакетов, которые позволяют распределять VLAN по всей локальной сети (при условии, что все коммутаторы сети поддерживают стандарт IEEE 802.1Q).

Все типы VLAN позволяют сегментировать сеть с целью уменьшения размеров широковещательных доменов. Все широковещательные, многоадресные, и неизвестные пакеты, попадающие в коммутатор с определенной VLAN или широковещательного домена, пересылаются только станциям (на базе MAC-адресов) или на порты (802.1Q и на базе портов), которые являются членами данной VLAN или широковещательного домена. VLAN 802.1Q можно настроить так, чтобы ограничить распространение одноадресных пакетов для членов определенной VLAN, таким образом обеспечивая некоторую степень безопасности сети.

Дополнительное преимущество VLAN 802.1Q и на базе портов в том, что можно изменять топологию сети без физического перемещения станций или изменения кабельных соединений. Станции можно "перемещать" в другую VLAN и, соответственно, общаться и совместно использовать ресурсы с членами в новой VLAN просто изменив настройки порта с одной VLAN на другую. Таким образом, VLAN обеспечивают гибкость при перемещениях, изменениях и наращивании сети. Широковещательные домены на базе MAC-адресов, с другой стороны, позволяют физически перемещать станцию, позволяя, тем не менее, оставаться ей в одном и том же широковещательном домене без каких-либо изменений в настройках конфигурации.

Способность добавления меток позволяет VLAN распространяться через множество 802.1Q-совместимых коммутаторов по одному физическому соединению и позволяет активизировать алгоритм «покрывающего дерева» (Spanning Tree) на всех портах и работать в обычном режиме. Spanning Tree Protocol — сетевой протокол, работающий на втором уровне модели OSI. Основной задачей STP является приведение сети Ethernet с множественными связями к древовидной топологии, исключающей циклы пакетов. Происходит это путем автоматического блокирования ненужных в данный момент для полной связности портов.

Дальнейшее развитие протокол STP получил в следующем:

Per VLAN STP (PVSTP) в соответствии с названием расширяет функционал STP для использования VLAN. В рамках данного протокола в каждом VLAN работает отдельный экземпляр STP.

Rapid STP (RSTP) характеризуется значительными усовершенствованиями STP, среди которых необходимо отметить уменьшение времени сходимости и более высокую устойчивость.

Multiple STP (MSTP) является наиболее современной реализацией STP, учитывающей все достоинства и недостатки предыдущих решений. В отличие от PVSTP, в котором число экземпляров связующего дерева (spanning tree) равно числу виртуальных сетей, MSTP предполагает конфигурирование необходимого количества экземпляров вне зависимости от числа виртуальных сетей (VLAN) на коммутаторе. В один экземпляр MST могут входить несколько виртуальных сетей.

Технология Provider Backbone Transport (PBT) разрабатывалась как реализация Ethernet, у которой адресное пространство, возможности масштабирования, надежность и обеспечение качества обслуживания соответствуют требованиям, выдвигаемым к операторским решениям. Она ориентируется на установление соединений и за счет дополнительной функциональности приближается по эксплуатационным характеристикам к технологии SDH. Основу PBT составляют стандарты группы IEEE 802.1: 802.1Q VLAN, 802.1ad Q-in-Q и 802.1ah MAC-in-MAC.

В PBT задействуется расширенная функциональность по выделению VLAN за счет их двойного указания. Она состоит в разделении непосредственного обслуживания абонентов от его организации оператором. Изначально предполагалось, что за счет функциональности 802.1Q VLAN можно будет контролировать виртуальные соединения в сети Ethernet. В соответствии с ней в адресном пространстве задается указатель VLAN (поле VID – VLAN ID). Он позволяет задавать 4094 виртуальных тракта.

Чтобы получить дополнительные возможности, был предложен механизм двойного указания Q-in-Q, специфицированный в IEEE 802.1ad. В соответствии с ним формируются указатели абонентских VLAN (поле C-VID от Customer VLAN Identifier) и сервисных VLAN (поле S-VID). Это позволяет не только разделять пользователей, но формировать независимые сети для абонентских подключений и для доставки сервисов оператором.

Двойное указание может использоваться совместно с независимым изучением VLAN (Independent-VLAN Learning – IVL). Для каждой VLAN формируется независимая таблица MAC-адресов. Решение о пересылке пакета принимается на основе определения как VLAN, так и MAC-адреса получателя. Такая таблица получается специфичной для конкретной VLAN, что позволяет ограничить процедуру определения адресов для обслуживаемого абонента или для разворачиваемого сервиса.

Вместе с тем остается ограниченным число VLAN, к тому же нельзя переназначать VLAN, закрепленные за определенными портами коммутатора. Так что потребовался дополнительный механизм разрешения проблемы недостаточного масштабирования в Ethernet. Этот механизм получил название Provider Backbone Bridging или MAC-in-MAC. Кадры Ethernet инкапсулируются и направляются по сети на основании адресной

информации в области пользователя, провайдера и Расширенная функциональность PBT достигается путем модернизации адресного пространства магистральной линии (C-VID, S-VID, и B-VID). Для каждого сочетания B-DA и B-VID формируется путь Ethernet Switched Path (ESP).

Причем для каждого B-DA может определяться несколько маршрутов, например основной и резервный, для доставки трафика к одному и тому же получателю. Для каждого из них будет использоваться свой B-VID.

В MAC-in-MAC также добавляется поле Service Instance Identifier (I-SID), за счет чего преодолеваются ограничения по масштабированию S-VID. В итоге можно получить до 16 млн идентификаторов услуг.

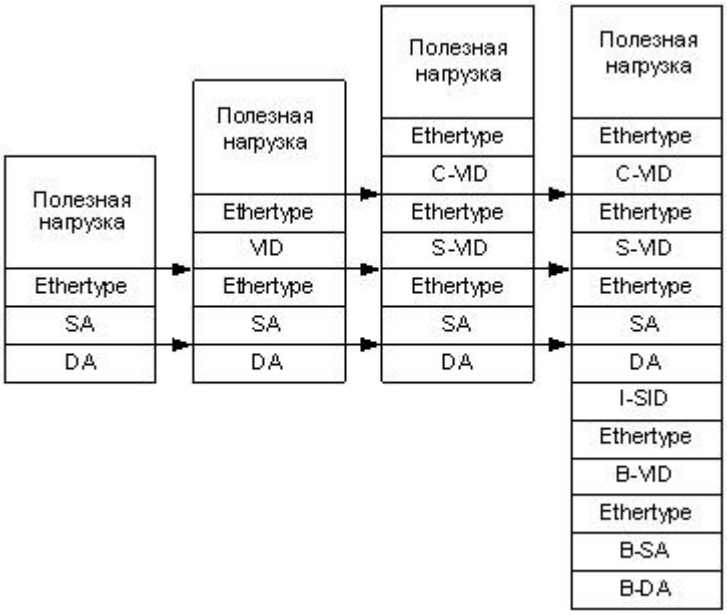


Рис. 1. Расширенная функциональность PBT достигается путем модернизации адресного пространства

Стандарт IEEE 802.1ag определяет три механизма контроля: проверка состояния услуги/туннеля, подтверждение сбоя и трассировку маршрута до указанного узла. Процесс мониторинга соединений (Connectivity Check, CC) заключается в том, что начальная и конечная точки тракта обмениваются сообщениями по принципу "вопрос/ответ", отправляемых с постоянным интервалом. Если не проходит три сообщения, система принимает решение о неисправности линии и включается механизм перехода на резервный путь. Могут также использоваться аварийные сообщения Alarm Indication Signal (AIS) определенные рекомендацией ITU-T Y.1731.

Не так давно в IEEE был запущен проект 802.1Qay, Provider Backbone Bridge Traffic Engineering (PBB-TE). В соответствии с ним правление трафиком должно резервировать пропускную способность и другие характеристики тракта, задавать основные и резервные маршруты, чтобы обеспечивать предоставление услуг в соответствии с определенными SLA.

Из анализа всего вышеизложенного можно сделать заключение, что несмотря на то что технология VLAN достаточно не нова, она остается до сих пор актуальна, и развивается в ногу со временем, однако, следует отметить, что развитие данной технологии сопряжено с различными проблемами и вопросами, но при этом возможности

виртуальных локальных сетей постоянно расширяются, что в дальнейшем позволит обеспечить обработку разнородных информационных потоков с соответствующими показателями скорости, надежности и качества обслуживания.

Список литературы

1. Василик О.Г. Трансформация: базовой технологии // «Сети и телекоммуникации». –2008. №3. – С. 30-31.
2. Тодд Лэммл. Cisco Certified Network Associate. М: Лори, 2002. – 535 с.
3. Брайн Хилл. Полный справочник по Cisco. М: Вильямс, 2002. – 775с.
4. Олифер В.Г. Компьютерные сети. СПб. Питер, 2002. – 968с.

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

АВТОВОЛНОВАЯ МОДЕЛЬ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРОВОДЯЩЕЙ СЕТИ СЕРДЦА

С. П. Желудько, Г. М. Алдонин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26;
E-mail: ald@rtf.kgtu.runnet.ru, zheludko@trk7.ru

Рассматривается автоволновая модель возбуждения пейсмейкера и солитонный механизм распространения возбуждения по проводящей сети сердца, чем объясняется спектральная характеристика электрокардиосигнала вида 1 /*f* в норме.

Существующие в настоящее время модели возбуждения пейсмейкера и распространения возбуждения по проводящей сети сердца, в частности модель клеточного автомата Винера-Розенблюта (*Arturo Rosenblueth, Norbert Wiener*), модель Ходжкина-Хаксли (*Hodgkin - Huxley*), модель ФитцХью-Нагумо (*Fitzhugh–Nagumo*), модель Алиева-Панфилова (*Aliev - Panfilov*), модель Зимана (*Zeeman*), модифицированная модель Бикташева (*Biktashev*) [1, 2, 3], не отражают сам механизм возникновения и особенности топологии проводящей нервной сети сердца.

В работе предлагается рассмотрение четырех аспектов распространения нервного возбуждения в сердце:

- Автоматизм возбуждения пейсмейкера как системы связанных осцилляторов,
- Распространение возбуждения по проводящей нервной сети сердца в виде солитонов,
- Структура топологии проводящей нервной сети,
- Состояние клеточного метаболизма (работа *K-Na* насоса)

В [4] приведены экспериментальные данные по элементарным электрическим зарядам нервных клеток. В покое, когда пресинаптический аксон не возбуждается, наблюдается спонтанное выделение в постсинаптической клетке квантов в виде миниатюрных потенциалов, имеющих малую амплитуду — 0.5 мВ. Спонтанное выделение квантов происходит случайным образом. Если исходить из того, что пейсмекер представляет собой ансамбль связанных клеток, находящихся в колебательном режиме и представить его как систему связанных нелинейных осцилляторов (ССНО) в виде модели [5]:

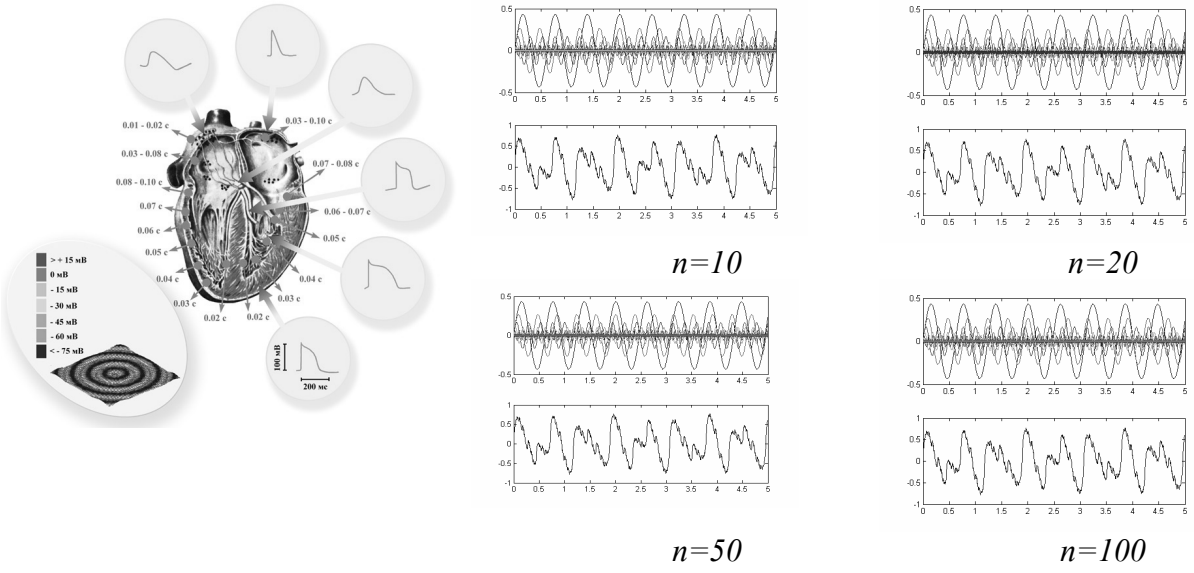
$$F = F_0(t) + \sum_{i=0}^{n} F_i(t), \quad i=1,\ldots,n, \tag{1}$$

где $F_0(t) = Ae^{j(\omega_0 \cdot t + \varphi_0)}$ - начальная функция без возмущений. Граничным условием необходимо принять нижнюю частоту порядка герца, а ее амплитуду на уровне 50 мВ [4]. Для модели ССНО с самоорганизацией:

$$F_i(t) = 0.618 A_{i+1} \cdot e^{j(1.618\omega_{i+1} \cdot t + 0.618\varphi_{i+1})} \tag{2}$$

– функции, в которых амплитуда, фаза и частота изменяются соответственно КАМ-теореме в иррациональном соотношении «золотого сечения».

Модель показывает, как образуется волна возбуждения в виде солитона (рис. 2, *б*) периодичность которого определяется количеством клеток-микроосцилляторов пейсмейкера. Для данной модели эта величина порядка сотен клеток. Для каждой возбудимой среды существует некоторый минимальный интервал между соседними волнами — *время абсолютной рефрактерности.* Последующие клетки проводящей сети работают уже в ключевом (триггерном) режиме [1] (рис. 1, *а*).



а *б*

Рис. 1: *а* – пространственно-временная организация нормальной сердечной деятельности (надписи и стрелки указывают время прихода волны возбуждения в данную область сердца); *б* – солитонная модель возбуждения *n*-пейсмеркерных клеток как ССНО

В свое время Гельмгольц установил, что нервное возбуждение распространяется в виде одиночной волны, в современном понимании солитона.

В соответствии с этим рассмотрим предложенную АМ кардиосигнала на основе солитона в работе. Одиночная волна возбуждения имеет вид:

$$u(x,t) = u_0 ch^{-2}[(x - ct)/\Delta], u_0 = const\ , ch \equiv (e^z + e^{-z})/2, \qquad (3)$$

где $c = u_0/3; \Delta = (12/u_0)^{1/2}$.

Турбулентность потока будет возникать на неоднородности сечения нервного волокна при ветвлении. Поскольку ветвление отрезков нервной сети соответствует ряду Фибоначчи, то по каждому сегменту сети проходит половинная часть волны с задержкой относительно предыдущего участка на время, пропорциональное знаменателю ряда Фибоначчи. Модель в виде солитонов и её спектр приведены на рис. 3.

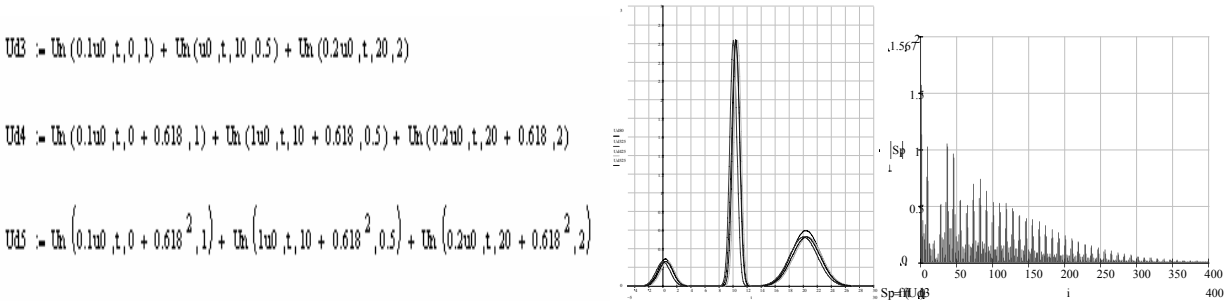
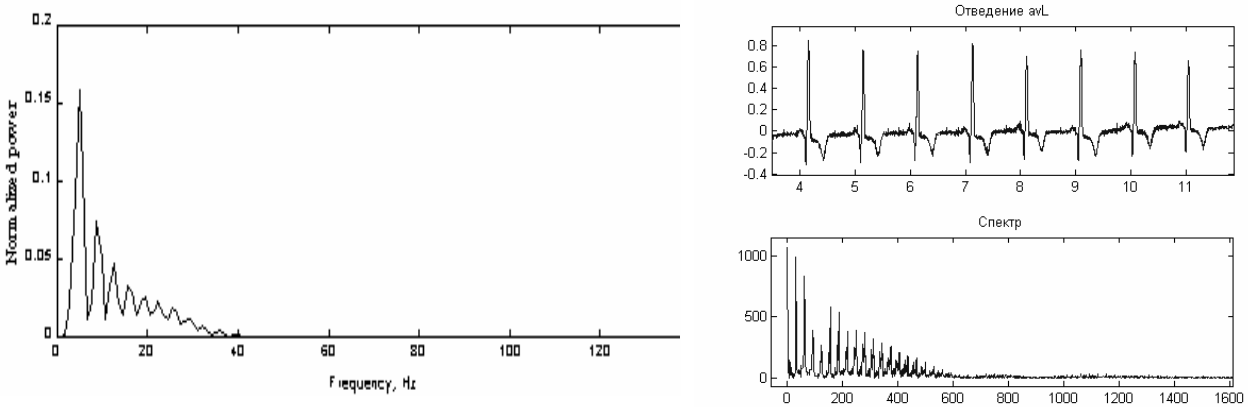


Рис. 2. Автоволновая модель ЭКС и её спектр на основе солитонов

Все флуктуации распространяющегося возбуждения, возникающие за счет изменения сечения проводящего пути при ветвлении, формируют спектр электрокардиосигнала. Поскольку сеть имеет структуру ветвления, подчиняющуюся закону Фибоначчи, то и спектр в норме имеет характеристику вида $1/f$ (рис. 1).



а *б*

Рис. 3. Нормальный спектр ЭКГ (а), и спектр ЭКГ больного с диагнозом ИБС инфаркт миокарда (б)

На рис. 3 показано, что при нарушениях в сети распространения возбуждения в сердце (ИБС, инфаркт миокарда) изменяется и спектр ЭКГ сигнала.

Рассмотренные выше данные позволяют сделать следующие выводы:

Автоматизм возбуждения является результатом взаимодействия клеток микроосцилляторов в пейсмейкере, в результате которого формируются солитоны возбуждения запускающие цепочку проводящих триггерных кардиомиоцитов.

Спектр электрокардиосигнала в норме имеет вид $1/f$ что определяется топологией ветвящейся по этому закону проводящей сети.

Список литературы

1. Елькин Ю.Е., Автоволновые процессы. Математическая биология и биоинформатика. 2006; 1(1): 27-40.

2. Компьютеры и суперкомпьютеры в биологии / Под редакцией В. Д. Лахно и М. Н. Устинина. — Москва-Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2002, 528 стр.

3. Hodgkin A.L., Huxley A.F. A quantative description of membrane current and its application conduction and excitation in nerve, J. Physiol. 117(1952), p. 500 – 544

4. Смолянинов В. В. Математические модели биологических тканей. М.: Наука, 1980. 368 с.

5. Алдонин Г. М. Робастность в природе и технике /Г. М. Алдонин. М.: Радио и связь, 2003. – 336 с.

РАДИО-ИНТЕРФЕЙС ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

А. С. Бойко[*], Я. В. Михайленко[**]

[*]*ООО «ЭКРА-Сибирь»*
660078, Красноярск, ул. Свердловская 49Г
E-mail: sid401@yandex.ru
[**]*Филиал ЗАО «ЭнергоТелеком» «ЭнергоТелеком-Сибирь»*
660021 г. Красноярск, ул. Профсоюзов 3 стр 2
E-mail: yaroslav.mikhaylenko@energo-telecom.ru

В настоящей статье описываются принципы функционирования системы передачи данных электрических измерений по цифровому радиоканалу. Приводятся доводы в пользу такого решения, описаны ключевые проблемы при его реализации.

В качестве измерительных преобразователей при измерениях больших токов и напряжений на электрических станциях и подстанциях энергосистемы, как правило, применяются измерительные трансформаторы тока и трансформаторы напряжения. В таких трансформаторах вторичный ток (вторичное напряжение) практически пропорционален (пропорционально) первичному току (первичному напряжению). Таким образом, указанные устройства позволяют получить данные о мгновенных значениях тока и напряжения электроустановки, которые впоследствии используются для измерений, релейной защиты, технического и коммерческого учета электроэнергии. Вторичные цепи трансформаторов тока и трансформаторов напряжения согласно Правилам устройств электроустановок (ПУЭ) выполняют медными и, в исключительных случаях, алюминиевыми проводами. Измерительные трансформаторы могут находиться от релейного щита подстанции на удалении от нескольких десятков до нескольких сот метров (в зависимости от типа распределительного устройства). Ввиду того, что кабели прокладываются в специальных кабельных галереях и лотках длина кабелей цепей тока и напряжения может достигать величины вдвое большей, чем фактическое расстояние по прямой от измерительных трансформаторов до релейного щита. Подобного рода соединение вторичных обмоток измерительных трансформаторов и различных устройств, включенных в их вторичные цепи, используется на протяжении всей истории электроэнергетики.

Рассмотрим возможность применения способа передачи информации измеренных трансформаторами тока и напряжения мгновенных величин по цифровому радиоканалу. Систему, которая описывается ниже, условно назовем EMDTRI (Electrical Measurements Data Transfer Radio Interface) или РИПДЭИ (Радио-интерфейс передачи данных электрических измерений). Условно разделим ее на две части – передающую и приемную. В качестве примера приведем описание системы измерений тока одной из фаз цепей электроустановки. На приведенных ниже функциональных схемах показаны основные элементы, играющие в процессе преобразования ключевую роль.

Передающая часть показана на рис. 1. Рассмотрим подробно каждый из элементов системы.

Промежуточный трансформатор необходим для замыкания вторичных цепей трансформатора тока в непосредственной близости к нему. Осуществляет гальваническую развязку вторичных цепей трансформатора тока от последующих элементов системы EMDTRI.

Устройство согласования уровней сигнала осуществляет «подгонку» параметров измеренной величины до величины достаточной для нормальной работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Аналого-цифровой преобразователь осуществляет преобразование аналоговой измеряемой величины в цифровой код для последующей подачи его на вход микроконтроллера.

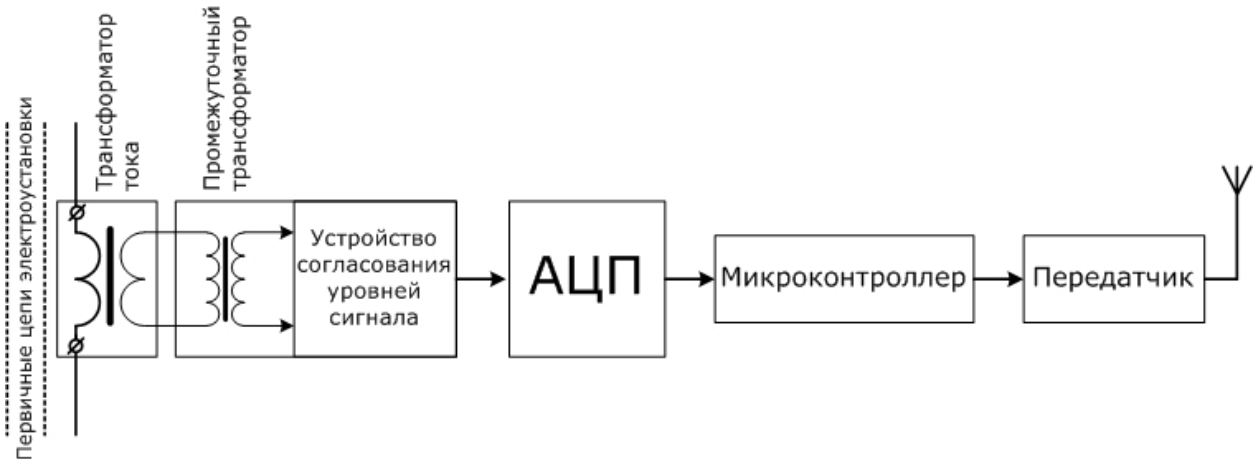


Рис. 1. Функциональная схема передающей части системы EMDTRI

Микроконтроллер осуществляет шифрование сигнала в соответствии с шифром, присвоенным данной электроустановке, данной измеряемой величине. Такой шифр должен быть заранее занесен в память микроконтроллера.

Передатчик модулирует сигнал в соответствии с выбранным типом модуляции, усиливает его и при помощи антенны излучает в пространство.

Приемная часть показана на рис. 2.

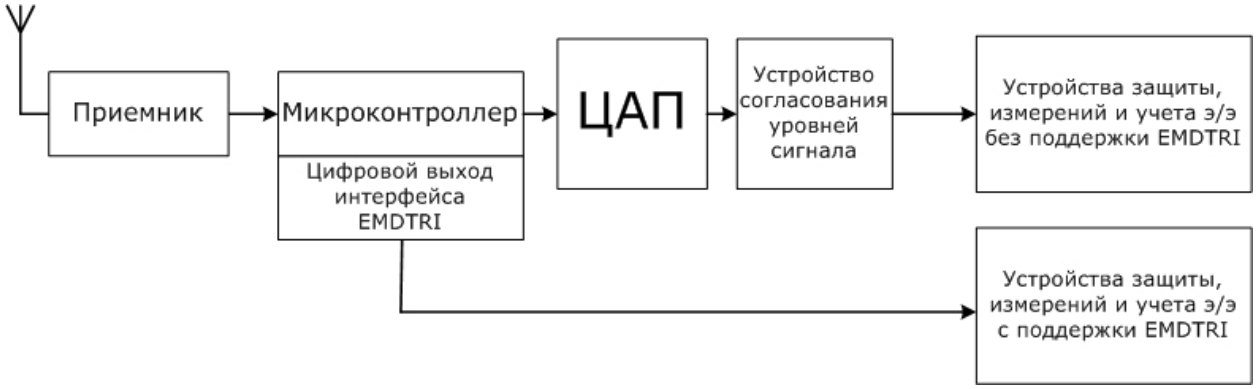


Рис. 2. Функциональная схема приемной части системы EMDTRI

Приемник при помощи антенны принимает сигнал, излученный в пространство передатчиком, осуществляет его демодуляцию, усиливает для последующей подачи его на вход микроконтроллера.

Микроконтроллер осуществляет расшифровку принятого сигнала в соответствии с шифром электроустановки, данные измерений которой ему нужно получить. Этот шифр, как и на передающей стороне, должен быть заранее занесен в память микроконтроллера.

Цифро-аналоговый преобразователь осуществляет преобразование цифрового кода полученного с выхода микроконтроллера в аналоговый сигнал.

Устройство согласования уровней сигнала доводит уровень аналогового сигнала до величины соответствующей номинальному току вторичной обмотки трансформатора тока.

Шифрование сигнала в соответствии с уникальным кодом, присвоенным каждому присоединению распределительного устройства (электроустановке) и измеряемой величине (току или напряжению) позволит наладить четкое соответствии между передающей и принимающей частью и избежать конфликтов при передаче данных. Подобные меры будут необходимы в случае использования на одной подстанции множества каналов связи системы EMDTRI.

На устройства защиты, измерений и учета электроэнергии сигнал подается в аналоговой форме после прохождения им цифро-аналогового преобразователя и устройства согласования. Перспективным является метод прямого ввода информации с микроконтроллера приемной стороны системы EMDTRI прямо в устройства в обход их собственных АЦП (при их наличии). Для этого потребуется наличие у вышеуказанных устройств соответствующих входов, предусмотренных заводом изготовителем.

Мощность передатчика, а значит и дальность, следует выбрать в соответствии с размерами распределительного устройства подстанции, на которой планируется установка системы EMDTRI.

При аппаратной реализации на практике такой системы связи необходимо учитывать следующее:

- сдвиг по фазе между мгновенным значением измеряемой величины и мгновенной величины на входе устройств релейной защиты должен быть минимальным. То есть нужно свести к минимуму какие-либо задержки в тракте прохождения сигнала от начальной, до конечной точки. Это связанно с обеспечением быстродействия срабатывай устройств релейной защиты;

- передающая часть системы будет располагаться на распределительном устройстве в непосредственной близости от первичного оборудования номинального напряжения до 500кВ. Поэтому тип модуляции, несущая частота и алгоритмы защиты от помех передаваемого сигнала должны обеспечивать защиту системы в отношении электромагнитной совместимости;

- частота дискретизации и разрядность используемых ЦАП и АЦП должна обеспечивать нормальную работу устройств защиты, измерений и учета электроэнергии;

- необходимо предусмотреть два резервирующих друг друга комплекта приемных и передающих устройств на каждый канал измерений. Такая мера будет способствовать обеспечению надежности канала связи;

Техническое решение на основе системы EMDTRI будет обладать следующими неоспоримыми преимуществами:

- замыкание токовых цепей в непосредственной близости к трансформатору тока (в промежуточном трансформаторе), позволит избавиться от резкого возрастания магнитного потока в магнитопроводе и повышения напряжения на вторичной стороне трансформатора тока при случайном размыкании цепей тока в результате аварии или при неправильных действиях персонала. Такое преимущество позволит, кроме того, избежать повреждений в случае замыкания вторичных цепей трансформатора напряжения;

- отсутствие кабелей цепей тока и напряжения позволит сэкономить на меди;

- отпадает необходимость в монтаже токовых цепей и цепей напряжения. Упрощается процесс отыскания неисправностей, а также процесс добавления или замены

коммутационных аппаратов, измерительных трансформаторов, терминалов релейной защиты.

Внедрение такой системы будет весьма сложным ввиду того, что специфика их принципа работы в настоящее время полностью противоречит многим нормативным документам, в которых излагаются требования, предъявляемые к электроустановкам. Пока лишь можно вести речь о создании опытно-экспериментальных образцов системы EMDTRI.

ОБРАБОТКА БИОСИГНАЛОВ В АППАРАТНО-ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ МОБИЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ОРГАНИЗМА

Ф. Л. Бураков, Т. С. Кононенко, Г. М. Алдонин, А. Г. Коротков (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26; тел. (3912) 91-22-80;
E-mail: ald@rtf.kgtu.runnet.ru

Основной задачей мониторинга состояния здоровья является получение оперативной, достоверной и полной информации функционального состояния организма (ФСО). Современные компьютерные технологии предоставляют практически неограниченные возможности создания аппаратно-программных средств мониторинга. На данном этапе особо актуальным является разработка программного обеспечения для аппаратно-программного комплекса мобильного контроля функционального состояния организма с возможностью использования существующей инфокоммуникационной инфраструктуры.

Аппаратно-программный комплекс на базе серии микроэлектронных кардиомониторов холтеровского типа МКМ-08 позволяет вести полифункциональный контроль ФСО, автономно накапливать многочасовую информацию и дистанционную передачу её по существующей инфокоммуникационной инфраструктуре средств связи лечащему врачу. Для этих целей разработана программа «Winstat», которая позволяет анализировать сигналы электрокардиограммы (ЭКГ) и пульсовой волны (ПВ) предварительно записанные на микрокардиомониторе (МКМ) МКМ-08.

На рис. 1 представлено рабочее окно программы.

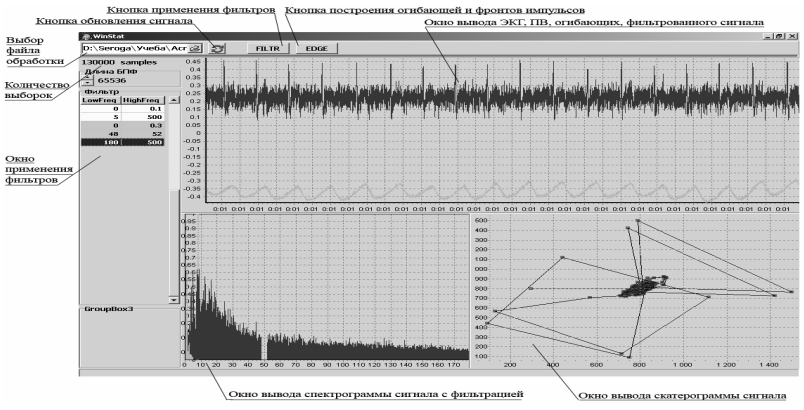


Рис. 1. Рабочее окно программы «Winstat»

В программе предусмотрен необходимый набор сервисных функций. Для того чтобы увеличить масштаб в любом окне вывода данных необходимо выделить правой клавишей мыши и потянуть вправо, или таким же образом выделить окно, чтобы уменьшить – влево.

Для использования программы необходимо сделать предварительную настройку – в «Панели управления» выбрать пункт «Язык и региональные стандарты» и изменить разделитель целой и дробной части с «,» на «.».

В верхнем правом углу окна располагается директория выбора файлов .wav, загружаемых из МКМ-08. Ниже располагается количество выборок в samples. Длина БПФ (быстрого Фурье преобразования) – это выборка по которой производится анализ (окно), фильтрация и построение спектрограммы. В случае если длина БПФ меньше длины выборки, она делится на окна, соответствующие длине БПФ, а спектр по этим выборкам усредняется.

Поскольку биосигналы имеют высокий уровень шумов, в том числе сетевую наводку, предусмотрено применение цифровых фильтров. При нажатии на правую кнопку мыши в окне применения фильтров всплывает меню, изображенное на рис. 2.

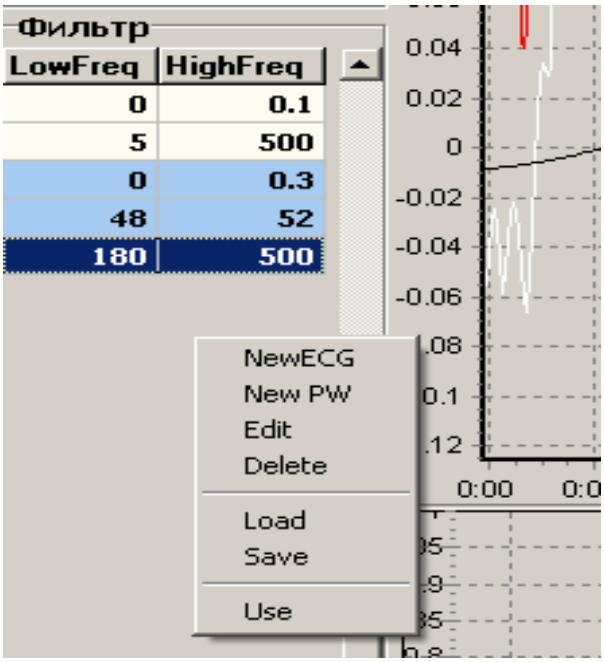


Рис. 2. Меню применения фильтров

NewECG – добавить новый фильтр для ЭКГ сигнала;
New P – добавить новый фильтр для ПВ сигнала;
Edit – редактирование фильтров;
Delete – удалить фильтр;
Load – загрузить набор фильтров с расширением - .dbf;
Save – сохранить набор фильтров с расширением - .dbf;
Use – применить фильтры к сигналу (аналог кнопки «Filtr» в верхнем меню).

Стандартный фильтр приведен в таблице

Таблица

Частоты	LowFreq	HighFreq
Для ПВ	0	0,1
Для ПВ	5	500
Для ЭКГ	0	0,3
Для ЭКГ	48	52
Для ЭКГ	180	500

Сигналы до фильтрации и после отображен на рис. 3.

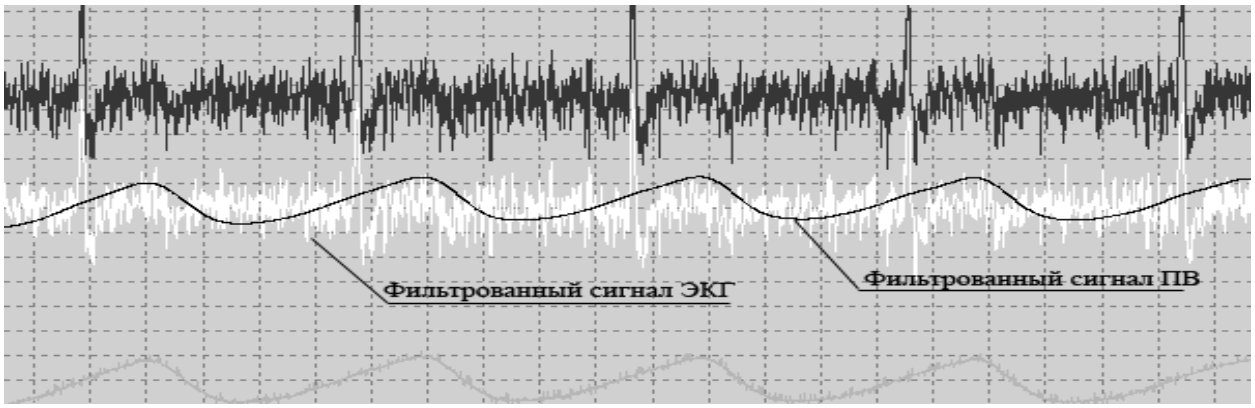


Рис. 3. Сигналы до и после фильтрации

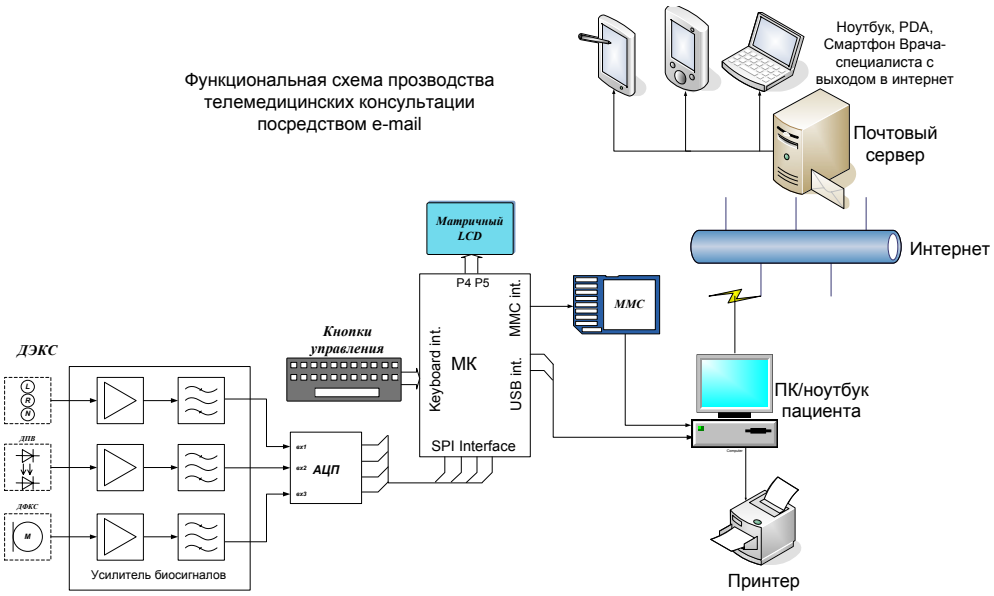


Рис. 4. Схема реализации телемедицины

Схема реализации телемедицины на основе GPRS- технологий на базе МКМ-08 (рис.4) посредством АПК МКМ-08 снимаются кардиосигналы, данные о биосигналах с

МКМ-08 через сменный накопитель (MMC-карта) или интерфейс USB предаются в компьютер, с помощью программы «KSRG» и «Диагностика» полученные данные обрабатываются и представляются в виде графического файла. Посредством сети сотовых операторов, графический файл в виде MMS-сообщения передается лечащему врачу-специалисту.

При суточном мониторировании сигнал ЭКГ необходимо прибегнуть к сжатию для удобства передачи и хранения. Наиболее проработанным для обмена цифровыми ЭКГ считается стандарт SCP-ECG, разработанный Европейским институтом стандартизации (CEN). В нем предусмотрены четыре категории сжатия информации, при этом сжатие самой ЭКГ в трех из них, которое основано на вычитании исходного сигнала из репрезентативного комплекса, из которого может быть реконструирована первоначальная ЭКГ с погрешностями не превышающие установленные.

Рассмотренный АПК может успешно применяться как в широкой медицинской практике, так и для индивидуального использования в быту для контроля личного ФСО, для контроля эффективности действия лекарственных средств, дозировки физических нагрузок и т. п.

АППРОКСИМАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ КОРОТКОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ КАТУШКИ

М. С. Карпенко, А. А. Ситников, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

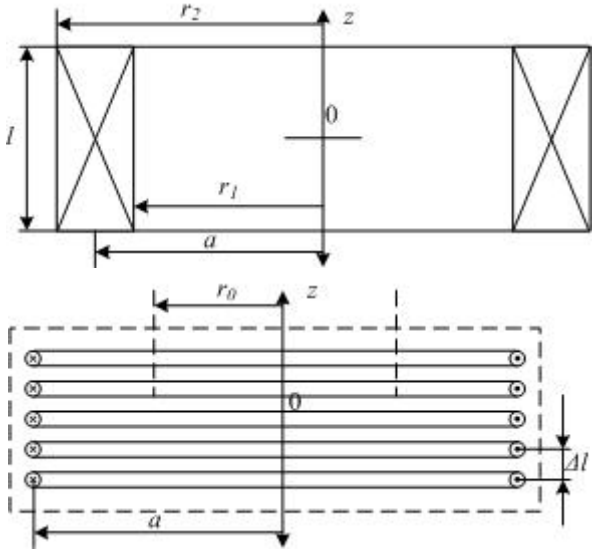
Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kms542@yandex.ru

В статье исследовано замещение короткой катушки с током ее эквивалентными контурами на основе аппроксимации составляющих магнитного поля отдельного кругового витка с током.

Магнитные поля коротких цилиндрических катушек с током используют в качестве магнитных линз просвечивающих электронных микроскопов и в ионно-плазменных устройствах таких, как источники вакуумно-эрозионной плазмы и лазерно-плазменные источники ионов [1]. Применительно к этим устройствам топография осесимметричных стабилизирующих и фокусирующих магнитных полей в системе соосных коротких цилиндрических катушек с намагничивающими токами существенно влияет, в частности, на эффективность процессов генерации, ускорения и фокусирования плазмы [2].

Предлагаемое в данной статье упрощение анализа пространственного распределения магнитного поля короткой цилиндрической катушки с током сводится к двум последовательным стадиям, первая из которых заключается в замене короткой катушки с током конечным числом эквивалентных круговых намагничивающих контуров, а вторая – в аппроксимации распределения результирующего магнитного поля в окрестности осевой линии круговыми эквивалентными намагничивающими контурами. Термин «короткая катушка» обычно связывают с отношением (l/a) длины катушки к ее среднему радиусу, таким, что (l/a)<1,0. В частности, для конструктивного исполнения системы фокусирующих катушек [2] это отношение составляет около 0,4 при характерных окрестностях ($0<r/a<0,4$) и ($0<r/a<0,7$) оценок пространственного распределения магнитного поля в области катодного узла и анодной области соответственно, где r является радиальной координатой точки наблюдения.

Геометрия короткой цилиндрической катушки и схема ее замещения эквивалентными намагничивающими контурами показана на рис. 1.



(а) (б)

Рис. 1. Геометрия короткой цилиндрической катушки (а) и схема ее замещения эквивалентными намагничивающими контурами (б)

При относительно небольших толщинах катушки (r_2-r_1)<<a распределенная намагничивающая сила может быть определена так называемой линейной токовой нагрузкой (IW/l) [3], а на каждом участке Δl сосредоточенным током $I_k=\Delta l(IW/l)$ эквивалентного намагничивающего контура (W – число витков). По условию симметрии распределения магнитного поля относительно центра катушки, число n эквивалентных намагничивающих контуров в схеме замещения (Рис.1б) следует определить соотношением $n=(l/\Delta l)=(2m+1)$, где m – целое число при $\Delta l<2(a-r_0)$, зависящим от радиуса r_0 цилиндрической поверхности, ограничивающей характерную окрестность осевой линии катушки.

Схема замещения (Рис.1б) короткой цилиндрической катушки эквивалентными контурами с токами I_k при z_i ($i=1, 2,\ldots,n$) является простейшей. Здесь возможны и другие схемы замещения, например с переменной длиной участков Δl, уменьшающихся при приближении к торцам катушки. Погрешности, вносимые такими замещениями распределенного источника магнитного поля системой круговых контуров с токами I_k, уменьшаются с ростом числа n.

Для аппроксимации распределения магнитного поля, создаваемого эквивалентным круговым намагничивающим током I_k в характерных областях, обратимся к работе [4], согласно которой составляющие индукции магнитного поля определяются соотношениями:

$$B_r = \frac{\mu_0 I_k z F_1(r,z)}{2\pi r\left[(a+r)^2+z^2\right]^{\frac{1}{2}}};\quad B_r = \frac{\mu_0 I_k}{2\pi r\left[(a+r)^2+z^2\right]^{\frac{1}{2}}}\left[aF_2(r,z)-(a+r)F_1(r,z)\right], \qquad (1)$$

где $F_1(r,z)=\dfrac{a^2+r^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}E(k)-K(k);\quad F_2(r,z)=\dfrac{(a+r)^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}E(k)-K(k),$ (2)

$K(k)$ и $E(k)$ – полные эллиптические интегралы соответственно первого и второго рода модуля k $\left(k=2\sqrt{ar}\Big/\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}\right)$.

Численные исследования показывают, что функции $F_1(r,z)$ и $F_2(r,z)$ являются монотонными в достаточно широком интервале переменных (r,z) в характеристических окрестностях осевой линии и представимы разложениями в ряд

$$F(r,z) = F(0,z) + \left.\frac{\partial F_1(r,z)}{\partial r}\right|_{(r=o)} \cdot r + \frac{1}{2}\left.\frac{\partial^2 F(r,z)}{\partial r^2}\right|_{(r=o)} \cdot r^2 + \ldots \quad . \tag{3}$$

Для разложений вида (3) получаем

$$F_1(0,z) = 0; \quad \left.\frac{\partial F_1(r,z)}{\partial r}\right|_{(r=o)} = 0; \quad \left.\frac{\partial F_1(r,z)}{\partial r}\right|_{(r=o)} = \frac{4\pi a^2}{\left[a^2 + z^2\right]^2}; \tag{4}$$

$$F_2(0,z) = 0; \quad \left.\frac{\partial F_2(r,z)}{\partial r}\right|_{(r=o)} = \frac{\pi a}{a^2 + z^2}; \quad \left.\frac{\partial^2 F_2(r,z)}{\partial r^2}\right|_{(r=o)} = \frac{5\pi a^2}{\left[a^2 + z^2\right]^2}. \tag{5}$$

Таким образом, соотношения (1) с учетом (4) аппроксимируются как

$$B_r(r,z) = \frac{\mu_0 I_k a^2 rz}{\left[(a+r)^2 + z^2\right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[a^2 + z^2\right]^2}; \tag{6}$$

$$B_z(r,z) = \frac{\mu_0 I_k a^2}{\left[(a+r)^2 + z^2\right]^{\frac{1}{2}}}\left[\frac{1}{2\left(a^2 + z^2\right)} + \frac{5}{4}\frac{ar}{\left(a^2 + z^2\right)^2} - \frac{(a+r)r}{\left(a^2 + z^2\right)^2}\right]. \tag{7}$$

Заметим, что аппроксимации (6), (7) при *r=0* удовлетворяют хорошо известным соотношениям

$$B_r(0,z) = 0; \quad B_z(0,z) = \frac{\mu_0 I_k a^2}{2(a^2 + z^2)^{\frac{3}{2}}} \tag{8}$$

Пространственные изменения B_r и B_z эквивалентного контура показаны на рис. 2.

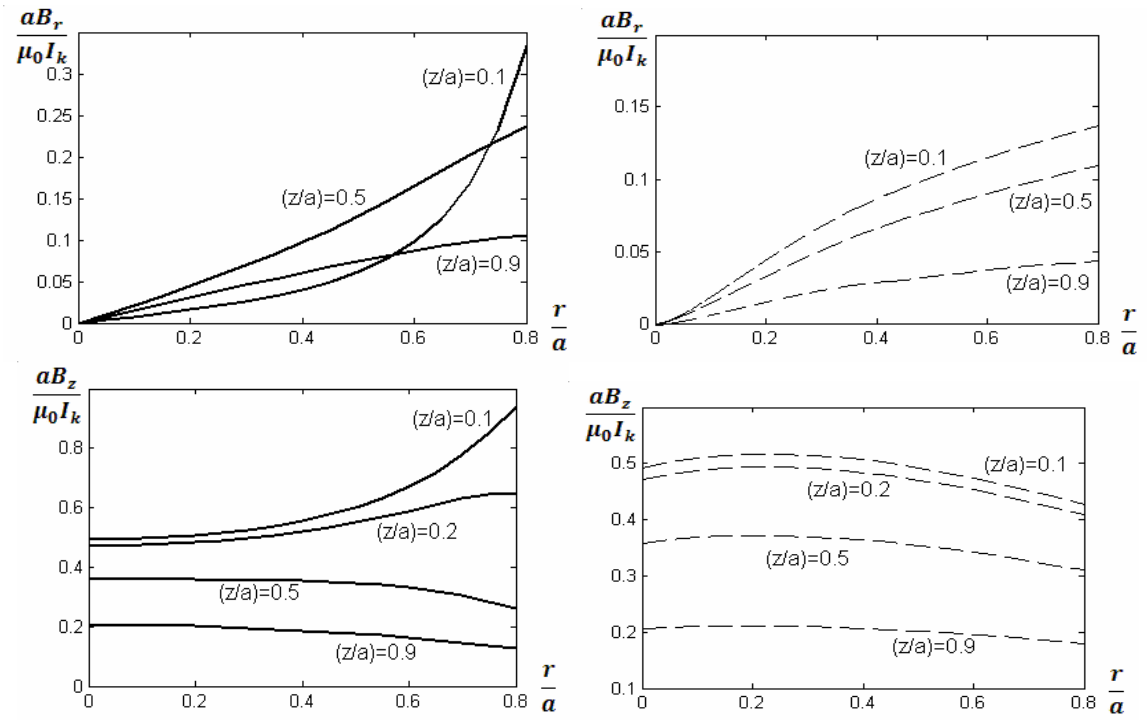


Рис. 2. Пространственные изменения B_r и B_z от переменной *r/a* и параметра *z/a:* сплошные линии - по формулам (1), (2); пунктирные – по формулам (6), (7)

Таким образом, в приближенных вычислениях распределения магнитного поля коротких цилиндрических катушек с током, при использовании схемы замещения (рис.

1б), применимы следующие формулы

$$B_r(r,z) = \frac{\mu_0 IWa^2}{n} \sum_{i=1}^{n} \frac{r(z-z_i)}{\left[(a+r)^2 + (z-z_i)^2\right]^{\frac{1}{2}} \left[a^2 + (z-z_i)^2\right]^2} \; ; \qquad (9)$$

$$B_z(r,z) = \frac{\mu_0 IWa^2}{4n} \sum_{i=1}^{n} \frac{2a^2 + 2(z-z_i)^2 + ar - 4r^2}{\left[(a+r)^2 + (z-z_i)^2\right]^{\frac{1}{2}} \left[a^2 + (z-z_i)^2\right]^2} \; , \qquad (10)$$

которые упрощают вычисления в сравнении с использованием точных формул (1), (2).

Список литературы

1. Цыбин А.С. Физические основы плазменной и лазерной технологий. М.: МИФИ, 2002 г.

2. Аксенов И.И., Васильев В.В., Лучанинов А.А., Омаров А.О., Стрельницкий В.Е. Особенности формирования потоков углеродной плазмы вакуумно-дуговыми источниками. Труды Харьковской нанотехнической ассамблеи. 2006 г.

3. Алиевский Б.Л., Орлов В.Л. Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек. Справочник. –М.: Энергоатомиздат. 1983 г.

4. Мешайкина Л.В., Бульбик Я.И. Декомпозиция точного решения задачи о распределении магнитного поля кругового витка с током. Статья в настоящем сборнике.

МНОГОУРОВНЕВЫЕ ОДНО- И ТРЕХФАЗНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НА ОСНОВЕ ПОВЫШАЮЩИХ КОНДЕНСАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ СТРУКТУРОЙ

М. Ю. Корсаков, Л. Г. Зотов

Новосибирский государственный технический университет
Россия, 630092, Новосибирск, Пр. Карла Маркса 20
E-mail: mihanic@ngs.ru

В докладе рассмотрен нетрадиционный метод построения многоуровневых инверторов на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой, работающих по принципу параллельного заряда конденсаторов от источника постоянного тока с их последующим последовательным разрядом на нагрузку.

Применение современных МОП ключей, а также керамических конденсаторов с высокими удельными показателями перспективно для создания на их основе малогабаритных многоуровневых инверторов напряжения (ИН), базирующихся на основе повышающих конденсаторных преобразователей (ПКП) постоянного напряжения и отличающихся высоким КПД и технологичностью ввиду отсутствия в их составе магнитных элементов. ПКП включают в себя идентичные конденсаторно-диодные цепочки (КДЦ), состоящие из последовательно соединенных конденсатора и диода (рис. 1).

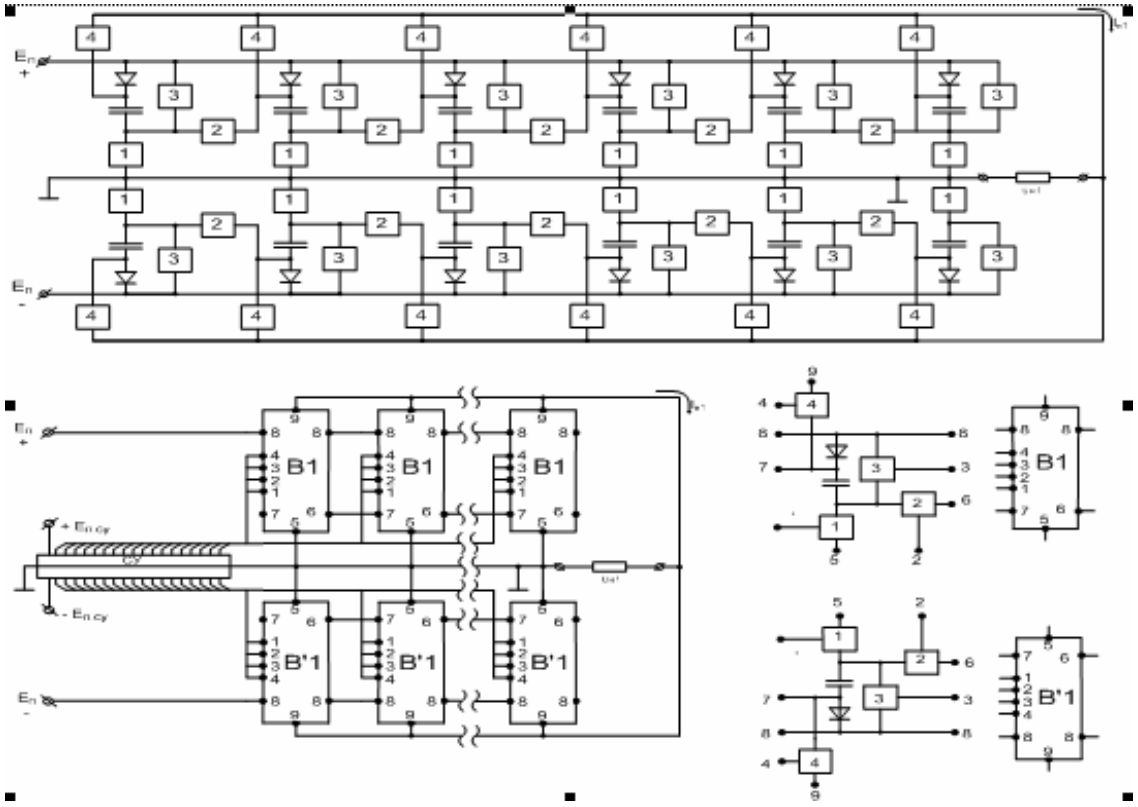


Рис. 1. Функциональная схема однофазного инвертора

Функциональная схема однофазного ИН показана на рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы этого ИН для случая с количеством КДЦ, равным двум, приведены на рис. 2

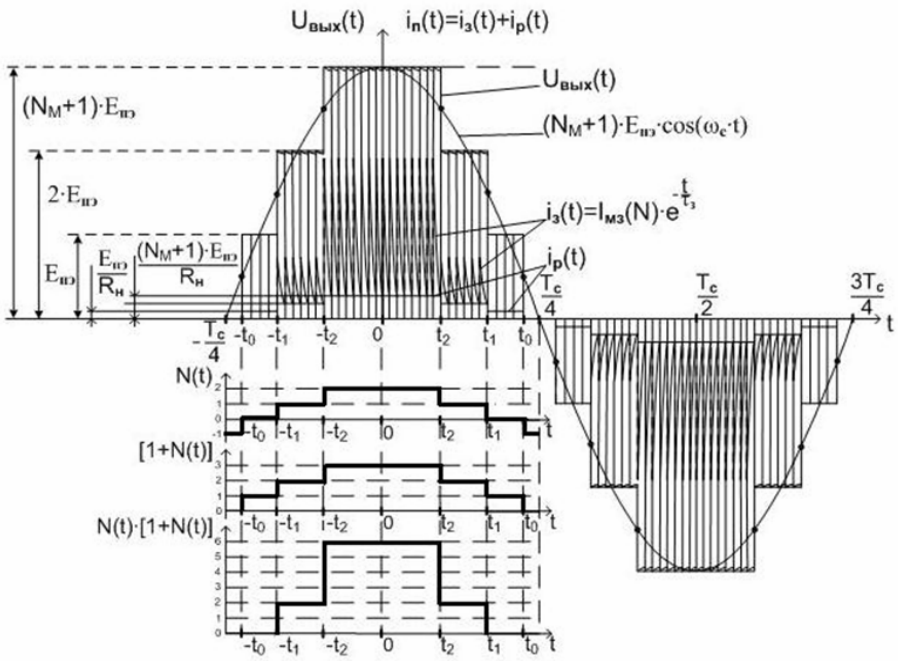


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу однофазного инвертора

Принцип работы ИН основан на регулировании уровня выходного напряжения ПКП изменением N - количества разряжающихся на нагрузку конденсаторов.

В исходном состоянии в интервале [$-T_c/4$; -1_0] (рис.2), зарядные ключи 1 в модулях В1 и В'1 открыты, а разрядные ключи 2, 3 и 4 закрыты. При этом конденсаторы в ПКП заряжены до напряжения источника питания $E_п$ через зарядные диоды, а выходное напряжение на нагрузке инвертора отсутствует. В момент времени $t = -t_0$ открывается ключ 4 первого модуля В1, в результате чего напряжение источника $E_п$ прикладывается к нагрузке. Далее в момент времени $t = -t_1$ открывается ключ 2 первого модуля В1, конденсатор в этом модуле, последовательно соединенный с источником $E_п$, разряжается на нагрузку, образуя вторую ступеньку напряжения, значение которой равно $2E_п$. В момент времени $t = -t_2$ открывается ключ 2 второго блока. При этом напряжение на выходе инвертора становится максимальным:

Все эти коммутации происходят на фоне высокочастотного переключения зарядных и разрядных ключей в противофазе для подзарядки конденсаторов.

При необходимости уменьшения уровня выходного напряжения от максимального значения до нуля описанные процессы повторяются в обратной последовательности. Для формирования отрицательной полуволны выходного напряжения в схему ИН введен дополнительный ПКП.

Ключ 3 позволяет подключать к нагрузке свободные в данном интервале времени конденсаторы в случае необходимости увеличения мощности в нагрузке, а также позволяет осуществить работу инвертора на несколько нагрузок.

Функциональная схема трехфазного ИН показана на рис. 3.

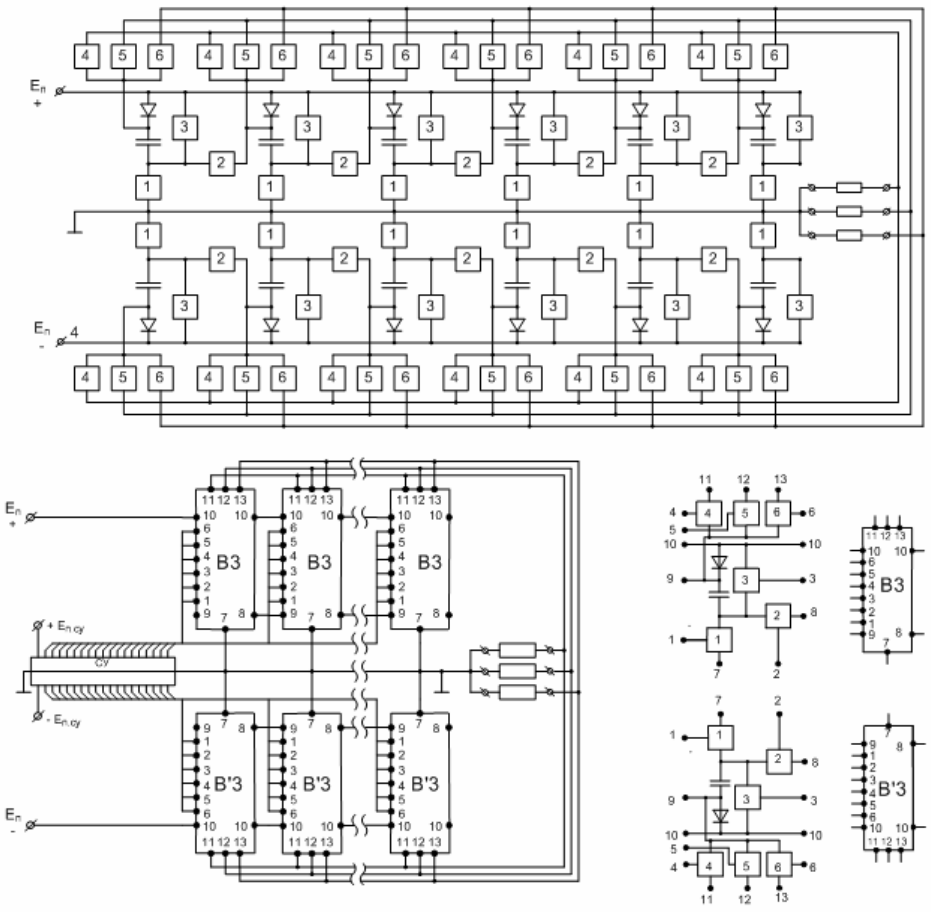


Рис. 3. Функциональная схема многоуровневого трехфазного инвертора

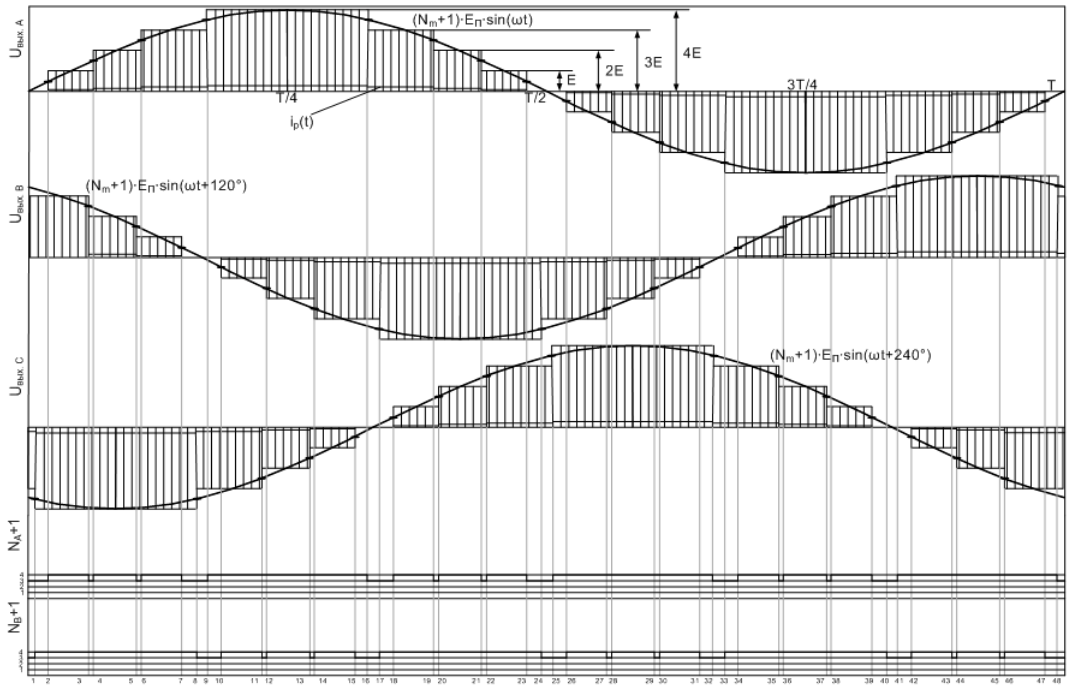


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу трехфазного инвертора

Временные диаграммы, поясняющая работу этого ИН для случая с количеством КДЦ, равным трем, приведена на рис. 4.

Список литературы

1. Л. Г. Зотов, «Метод построения многоуровневых инверторов на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой» // Электротехника, 2007 г., №10

2. Г. С. Зиновьев, «Основы силовой электроники» // Новосибирск, НГТУ, 2004 г.

3. Г. С. Зиновьев, Л. Г. Зотов, «Пути эволюции многоуровневых инверторов напряжения» // Проблемы современной электротехники-2008 (Силовая электроника), Киев, 2008 г.

ФОТОПЛЕТИЗМОГРАФИЧЕСКИЙ ДИСТАНЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ СОСУДИСТОГО ТОНУСА

И. К. Латышева, А. Н. Тачеев, Г. М. Алдонин, С. П. Желудько
(научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26; тел. (3912) 91-22-80;
E-mail: ald@rtf.kgtu.runnet.ru

В работе рассмотрен фотоплетизмографический канал аппаратно – программного комплекса (АПК) мониторинга сердечно сосудистой системы. В АПК введены расширенные функциональные возможности,

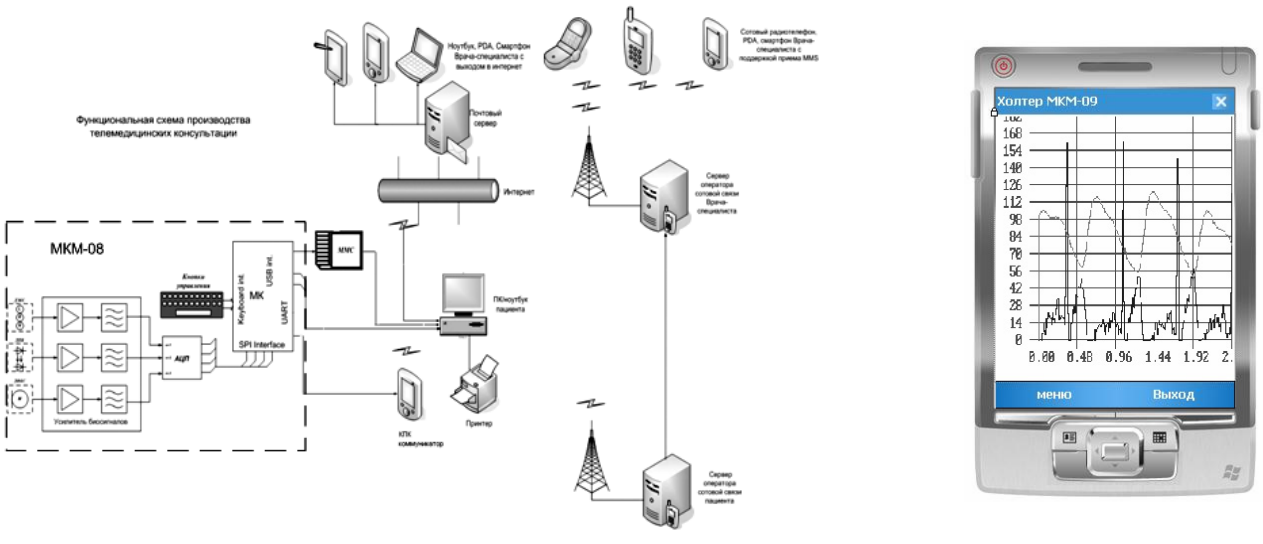
позволяющие извлекать дополнительную информацию из совместного анализа различных биосигналов и их производных, например информацию о состоянии артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны и фотоплетизмографического индекса. Предусмотрена возможность дистанционной передачи информации через сети сотовой связи.

В связи с широким распространением сердечно-сосудистых заболеваний необходимо создание средств оперативного контроля сердечно-сосудистой деятельности (ССД) с возможностью дистанционной передачи информации о функциональном состоянии организма (ФСО) в диагностический центр. Особенно важно контролировать артериальное давление (АД). Наиболее распространенный метод измерения АД с помощью тонометра (по Короткову) неудобен при мониторинге ССД. В последнее время все больший интерес проявляется к контролю состояния артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны и фотоплетизмографического индекса.

Фотоплетизмография является одним из старейших физиологических методов, применяемых для исследования артериальной системы у человека. За последние десятилетия эта методика вновь получила широкое распространение в связи с совершенствованием методов функциональной диагностики. Фотоплетизмография дает возможность оценить фундаментальное состояние артерий эластического и мышечного типа и параметры венозного, артериального давления. Фотоплетизмографическая методика основана на изменении светопроницаемости определенного участка ткани в зависимости от его кровенаполнения. Поэтому актуально введение канала ПВ в аппаратно-программный комплекс (АПК) мониторинга функционального состояния организма.

На рис. 1 приведена общая схема АПК с фотоплетизмографическим каналом встроенного в существующую инфокоммуникационную инфраструктуру, посредством мобильных беспроводных GPRS/MMS и проводных технологий.

АПК содержит три канала: канал ПВ, канал ЭКС и канал ФКС. Каждый канал сдержит датчик – преобразователь, который воспринимает измеряемый физиологический параметр и преобразует его в электрический сигнал, усилитель, фильтр. Аналоговый сигнал преобразуется в АЦП код накапливается в запоминающем устройстве и с помощью микроконтроллера обрабатывается и отображается на экране дисплея рекордера МКМ-09.



а *б*

Рис. 1. Функциональная схема системы дистанционной передачи информации ФСО (*а*), отображение информации ФСО на дисплее коммуникатора (*б*)

В АПК предусмотрена возможность дистанционной передачи отчета о функциональном состоянии организма в диагностический центр через проводную или сотовую связь. Это реализуется на основе GPRS- технологий посредством МКМ-09 снимаются данные о биосигналах через сменный накопитель (ММС-карта) или интерфейс USB предаются в компьютер, с помощью программы «KSRG» и «Диагностика». Полученные данные обрабатываются и представляются в виде графического файла. Посредством сети сотовых операторов, графический файл в виде MMS-сообщения передается лечащему врачу-специалисту.

Схема реализации телемедицины, посредством мобильных GPRS технологий на базе АПК выглядит следующим образом. На рекордере МКМ-09 накапливаются данные о биосигналах и посредством Bluetooth или интерфейсного кабеля предаются в смартфон или PDA и с помощью программы «Теледиагностика» обрабатываются и представляются в виде графического файла. В сети сотовых операторов, графический файл в виде MMS-сообщения передается лечащему врачу-специалисту.

Совместный анализ ЭКС и ПВ позволяет отслеживать изменение артериального и венозного давления. Ниже приведены экспериментальные данные, полученные с помощью АПК на базе рекордера МКМ-09.

Изменение состояния артериального сосудистого тонуса сказывается на времени распространения пульсовой волны (ВРПВ), которая измеряется в АПК по отсчетам задержки между R-зубцом ЭКС максимумом ПВ (рис.2).

Контроль состояния венозного сосудистого тонуса осуществляется по фотоплетизмограмме при изменении положения тела (при ушном датчике), руки или ноги (пальцевые датчики) относительно высоты по вертикали, например, рука сдатчиком опущена вниз вдоль тела в положении «стоя», поднята на уровень сердца и поднята вверх над головой (рис. 3, *б*).

Для оценки этих параметров используется фотоплетизмографический индекс (ФПИ) рис.3, а.

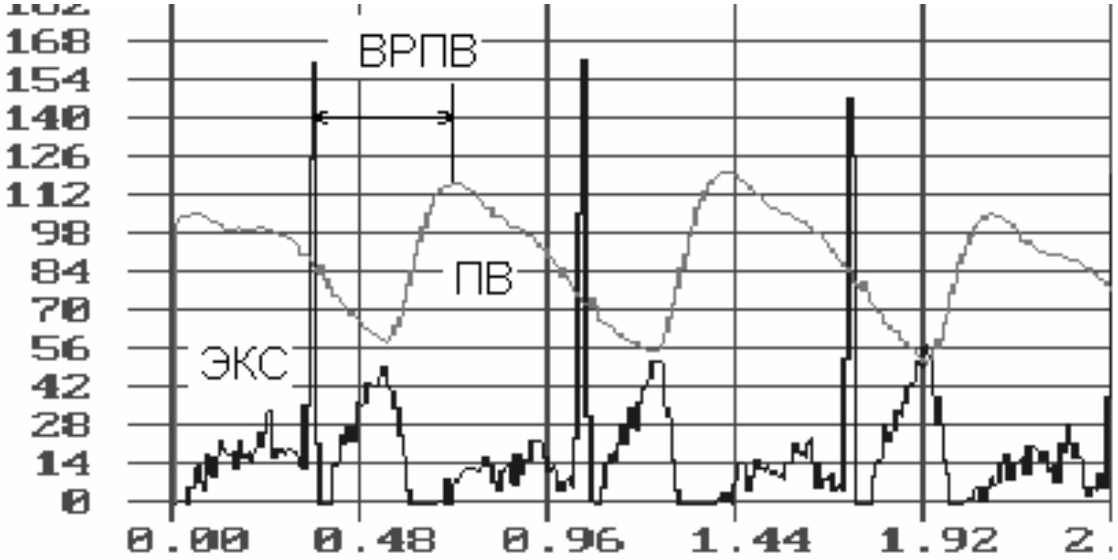
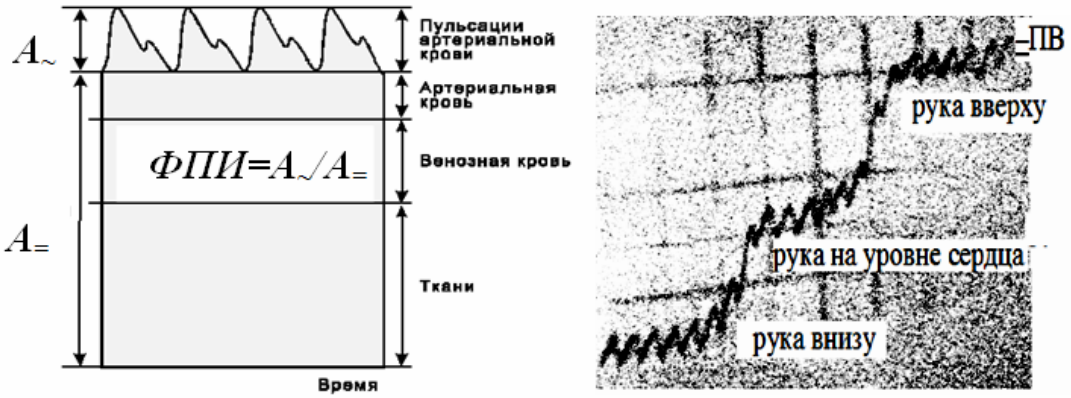


Рис. 2. Контроль состояния артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны



а *б*

Рис. 3. Контроль состояния артериального и венозного сосудистого тонуса по скорости распространения пульсовой волны (*а)* и фотоплетизмографического индекса ФПИ *(б),* оценивающего отношение поглощения света в тканях, содержащих пульсирующий сосуд

Метод контроля гемодинамики с помощью совместного анализа ЭКС и ПВ и определения фотоплетизмографического индекса обладает хорошей оперативностью, обеспечивает достоверный контроль состояния АД и ВД при минимальных аппаратных и программных затратах [2].

Список литературы

1. Явелов И.С., Колпаков Е.В. Компьютерный анализатор пульсовой волны и электрической активности сердца «Пульс» // Медицинская техника.- 2003.- №4

МАЛОГАБАРИТНАЯ УЛЬТРАЗВУКОВАЯ СУШИЛКА С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ИЗЛУЧАТЕЛЕМ И РЕЗОНАНСНЫМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ОБЪЕМОМ

А. Н. Лебедев, А. В. Шалунов, В. Н. Хмелев (научные руководители)

Бийский технологический институт (филиал) АлтГТУ им. И. И. Ползунова
659305, Бийск, ул. Трофимова, 27
E-mail: shalunov@bti.secna.ru

В статье рассматривается конструкция ультразвуковой сушильной установки, созданной на основе дискового пьезоэлектрического излучателя ультразвуковых колебаний. Использование резонансной сушильной камеры позволило создать в рабочем объеме интенсивность звукового давления в 150 дБ. Проведенные экспериментальные исследование показали возможность уменьшения температуры сушильного агента при наложении ультразвуковых колебаний без снижения эффективности процесса.

Процесс сушки, заключающийся в удалении влаги из разных продуктов, является одной из самых затратных стадий переработки продукции сельского хозяйства и ключевой стадией получения продуктов длительного хранения. При этом качество и себестоимость конечного продукта в значительной степени определяется эффективностью процесса сушки. Традиционные способы сушки чрезвычайно энергоемки и крайне не

эффективны. Сушка, с использованием стандартных конвективных (тепловых) сушилок протекает недопустимо продолжительное время при высоком энергопотреблении и, зачастую, приводит к высокому проценту брака за счет перегрева или неравномерного высушивания.

Одним из современных подходов к решению этой проблемы является использование экономичного способа, основанного на применении в качестве энергетического воздействия ультразвуковых (УЗ) колебаний. Многочисленными исследованиями, проводимыми в нашей стране и за рубежом, доказано, что использование ультразвука значительно сокращает продолжительность процесса сушки. Установлено, что для различных сельхозпродуктов, скорость ультразвуковой сушки в 2…10 раз превышает скорость конвекционной. Отличительной особенностью ультразвуковой сушки является отсутствие нагрева высушиваемого материала. Благодаря этой особенности ультразвуковая сушка является единственно возможным способом для сушки термочувствительных, термолабильных и легко окисляющихся продуктов и позволяет существенно повысить качество конечного продукта.

В использовавшихся до настоящего времени ультразвуковых сушилках, в качестве источников ультразвукового излучения, использовались газоструйные излучатели, требующие применения компрессоров высокого давления.

Проведенный анализ конструктивных особенностей и функциональных возможностей разработанных и используемых в настоящее время ультразвуковых сушилок позволил выделить следующие характерные для большинства из них недостатки [1]:

1) неэффективное использование энергии акустических колебаний, большая часть которой не достигает высушиваемого материала;

2) неравномерное ультразвуковое воздействие, приводящее к неравномерной сушке отдельных объемов материала;

3) низкий КПД газоструйных излучателей (не более 25%) и необходимость применения компрессоров.

Поэтому созданные и изготовленные в единичных экземплярах отечественные и зарубежные сушилки, в основном, используются как лабораторные или полупромышленные.

Для устранения указанных недостатков предложено отказаться от традиционных принципов построения УЗ сушилок за счет применения нового подхода, заключающегося в:

1) использовании нового класса излучателей ультразвуковых колебаний (КПД более 80%) выполненных в виде изгибно-колеблющихся дисков, размеры и форма которых выбраны из условия обеспечения необходимой частоты и направленности излучения УЗ колебаний, соединенных с пьезоэлектрическими преобразователями, питаемыми электронным генератором ультразвуковой частоты [2];

2) использовании объема сушильной камеры специальной формы, обеспечивающего самофокусировку и равномерное воздействие ультразвуковых колебаний на высушиваемый материал, возможность работы в режиме стоячей волны [3, 4];

Для проведения экспериментальных исследований была предложена и разработана малогабаритная ультразвуковая сушилка с резонансной сушильной камерой. Внешний вид сушилки показан на рисунке 1.

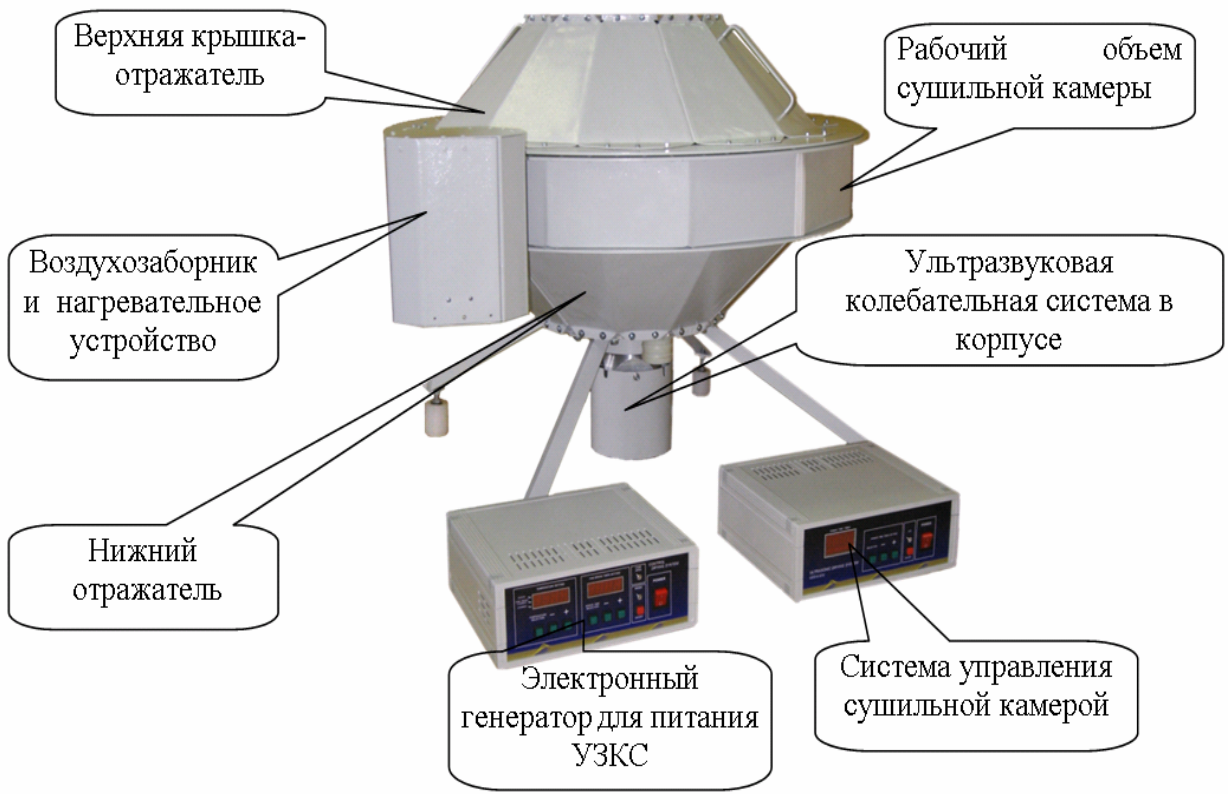


Рис. 1. Внешний вид ультразвуковой сушильной установки

Высушиваемый материал располагается на трех поддонах, расположенных в рабочем объеме сушильной камеры и выполненных в форме кольца, внутренний диаметр которого равен диаметру дискового излучателя, а внешний превосходит его в два раза.

В сушилке предусмотрена возможность подачи подогретого воздуха (не более 40º С), необходимого для удаления влаги из объема камеры. Форма сушильной камеры обеспечивает равномерное распределение ультразвуковых колебаний, излучаемых обеими сторонами диска, по всей поверхности высушиваемого материла, расположенного на поддонах.

Разработанная сушилка позволила создавать в рабочем объеме интенсивность звукового давления в 150 дБ, что является достаточным условием для эффективной реализации процесса ультразвуковой сушки, а потребляемая электрическая мощность при этом не превышает 200 Вт.

Для определения эффективности ультразвуковой сушки в созданной малогабаритной сушильной камере был проведен ряд экспериментов.

В качестве экспериментальных образцов для сушки использовали: морковь, нарезанную калиброванными дисками диаметром 28 мм и толщиной 5 мм; корень женьшеня цельный; корень женьшеня, нарезанный дисками толщиной 4…5 мм; хлеб нарезанный пластинами.

Сушка проводилась в следующих режимах: без ультразвука, с обдувом наружным воздухом без нагрева; без ультразвука, с обдувом воздухом, нагретым до 40º С; с ультразвуком и обдувом наружным воздухом без нагрева; с ультразвуком и обдувом воздухом, нагретым до 40º С; без ультразвука, обдув воздухом, нагретым до 40º С, только женьшень, нарезанный дисками; с ультразвуком, обдув воздухом, нагретым до 40º С, только женьшень, нарезанный дисками.

Результаты экспериментов представлены на рис. 2.

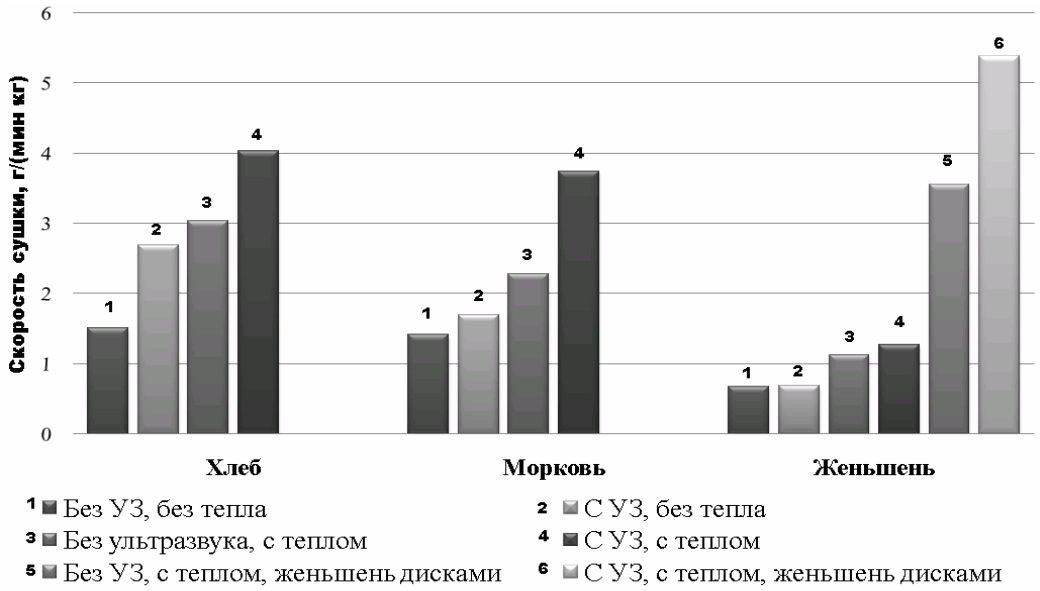


Рис. 2. Результаты экспериментов по сушке различных образцов

Использование ультразвуковых колебаний позволило увеличить скорость сушки на 20-70% в зависимости от типа материала. Отсутствие эффекта от ультразвуковых колебаний при сушке цельного корня женьшеня можно объяснить малой площадью поверхности испарения и наличием толстой корки, препятствующей выходу влаги. Из рисунка следует, что увеличение площади поверхности высушиваемого материала позволяет значительно увеличить скорость сушки и в таком случае УЗ воздействие оказывает максимальный эффект по сравнению с конвективным методом сушки. Прирост достигает 40% (в случае женьшеня).

Таким образом, в результате проведенных экспериментов установлено, что использование ультразвуковых колебаний высокой интенсивности позволяет снизить температуру сушильного агента без снижения эффективности процесса. При этом скорость сушки зависит не только от материала, но и от площади поверхности высушиваемого материала. Поэтому, наиболее целесообразно создавать комбинированные сушильные установки (ультразвуковые - конвекционные) с минимальным увеличением температуры сушильного агента и равномерным акустическим полем высокой интенсивности.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации для поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук и их научных руководителей № МК-383.2008.8.

Список литературы

1. Ультразвуковые многофункциональные и специализированные аппараты для интенсификации технологических процессов в промышленности / В.Н. Хмёлев, А.В. Шалунов [и др.]. – Барнаул: АлтГТУ, 2007. – 416 с.

2. Патент РФ №2332266, от 2008.08.27, УЛЬТРАЗВУКОВАЯ КОЛЕБАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА, Хмелев В.Н., Лебедев А.Н., Барсуков Р.В., Цыганок С.Н., Савин И.И.

3. Заявка на патент №2008118796/06 от 12.05.2008 г. УСТРОЙСТВО ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СУШКИ, Хмелев В.Н., Шалунов А.В., Лебедев А.Н., [и др.]

4. Choo Kwang Moon, Shalunov A.V., Lee Hyo-Jai, Lebedev A.N., Khmelev M.V. “Compact Ultrasonic Dryer for Capillary-porous and Loose Materials” Ninth International Workshops and Tutorials on Electron Devices and Materials EDM'2008: Workshop Proceedings. - Novosibirsk: NSTU, 2008. - P.295-299.

ДЕКОМПОЗИЦИЯ ТОЧНОГО РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ О РАСПРЕДЕЛЕНИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ КРУГОВОГО ВИТКА С ТОКОМ

Л. В. Мешайкина, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
Meshaykina@gmail.ru

Показано, что решение классической задачи о распределении магнитного поля кругового витка с током выражается через две вспомогательные функции, которые позволяют упрощать анализ магнитных полей осесимметричных катушек.

Короткие осесимметричные катушки с током используют в качестве магнитных линз электронных микроскопов и иных электронно-оптических систем современных приборов. Круговой виток с током также может рассматриваться как короткая магнитная линза. Известно, что несмотря на определенную аналогию между фотонной оптикой и оптикой ускоренных электронов, реализуемой магнитной линзой, необходимо учитывать и существенные различия. Например, состоящие в том, что магнитное поле в области, прилегающей к плоскости линзы, создает анизотропию с пространственно-переменным коэффициентом преломления пропорциональным скалярному произведению вектора-потенциала магнитного поля и единичного вектора, касательного к траектории движения частицы. Вектор-потенциал является только вспомогательной переменной для вычисления распределения магнитного поля, а оценка преломляющих свойств магнитной линзы может производиться на основе пространственного изменения отношения осевой B_z и радиальной B_r составляющих распределения магнитного поля.

Классический анализ распределения магнитного поля кругового витка с током основан на вычислении в цилиндрической системе координат (r, α, z) составляющих

$$B_r = -\frac{\partial A_\alpha}{\partial z}; \quad B_z = \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial}{\partial r}(r\cdot A_\alpha), \qquad (1)$$

где A_α - угловая составляющая вектора-потенциала.

Функциональную зависимость $A_\alpha(r,z)$ определяют соотношением

$$A_\alpha(r,z) = \frac{\mu_0\cdot I\cdot a}{\pi\cdot\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[\left(\frac{2}{k^2}-1\right)\cdot K(k)-\frac{2}{k^2}\cdot E(k)\right], \qquad (2)$$

где I - ток в круговом витке радиуса a, $K(k)$ и $E(k)$ - полные эллиптические интегралы соответственно первого и второго рода модуля k ($k^2=\frac{4\cdot a\cdot r}{[(a+r)^2+z^2]}$), $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Для упрощения вычислений составляющих B_n, B_z форму записи $A_\alpha(r,z)$ следует видоизменить согласно [1]

$$A_\alpha(r,z) = \frac{\mu_0\cdot I}{\pi\cdot k}\cdot\sqrt{\frac{a}{r}}\cdot\left[\left(1-\frac{k^2}{2}\right)\cdot K(k)-E(k)\right] \qquad (3)$$

и по правилам дифференцирования сложных функций с учетом того, что

$$\frac{\partial K(k)}{\partial k}=\frac{E(k)}{k\left(1-k^2\right)}-\frac{K(k)}{k}\ ;\ \frac{\partial E(k)}{\partial k}=\frac{E(k)-K(k)}{k}\ ;\ \frac{\partial k}{\partial z}=-\frac{zk^3}{4ar}\ ;\ \frac{\partial k}{\partial r}=\frac{k}{2r}-\frac{k^3}{4r}-\frac{k^3}{4a}\quad (4)$$

из соотношений (1) и (3) получим

$$B_r=\frac{\mu_0 I}{2\pi r}\cdot\frac{z}{\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[\frac{a^2+r^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)-K(k)\right],\quad (5)$$

$$B_z=\frac{\mu_0 I}{2\pi r}\cdot\frac{a}{\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[\frac{(a+r)^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)-K(k)\right]+\frac{\mu_0 I}{2\pi r}\cdot\frac{(a+r)}{\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot$$

$$\cdot\left[K(k)-\frac{a^2+r^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)\right].\quad (6)$$

С введением функций

$$F_1(r,z)=\frac{a^2+r^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)-K(k),\quad (7)$$

$$F_2(r,z)=\frac{(a+r)^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)-K(k),\quad (8)$$

соотношения (5) и (6) приобретают вид

$$B_r=\frac{\mu_0 I}{2\pi r\cdot\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot zF_1(r,z),\quad (9)$$

$$B_z=\frac{\mu_0 I}{2\pi r\cdot\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[aF_2(r,z)-(a+r)\cdot F_1(r,z)\right].\quad (10)$$

Соотношение (10) представляет собой декомпозицию осевой составляющей магнитного поля витка с током. Заметим также, что

$$B_z=\frac{\mu_0 I}{2\pi r\cdot\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[aF_2(r,z)-(a+r)\cdot F_1(r,z)\right]=\frac{\mu_0 I}{2\pi\cdot\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot$$

$$\cdot\left[\frac{a^2-r^2-z^2}{(a-r)^2+z^2}\cdot E(k)+K(k)\right].\quad (11)$$

Графики функций $F_1(r,z)$ и $F_2(r,z)$ приведены на рис.1 и на рис.2 соответственно.

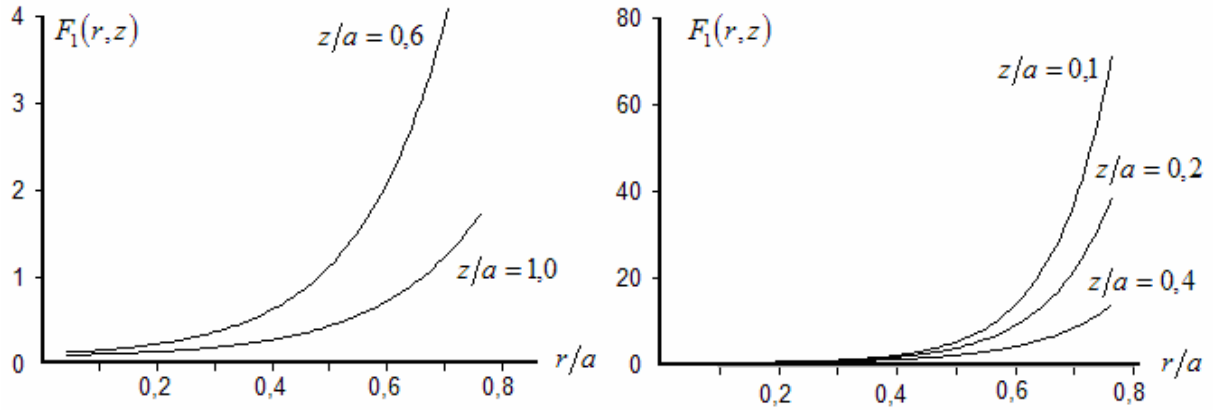


Рис. 1. Графики функции $F_1(r,z)$ в зависимости от переменной r/a и параметра z/a

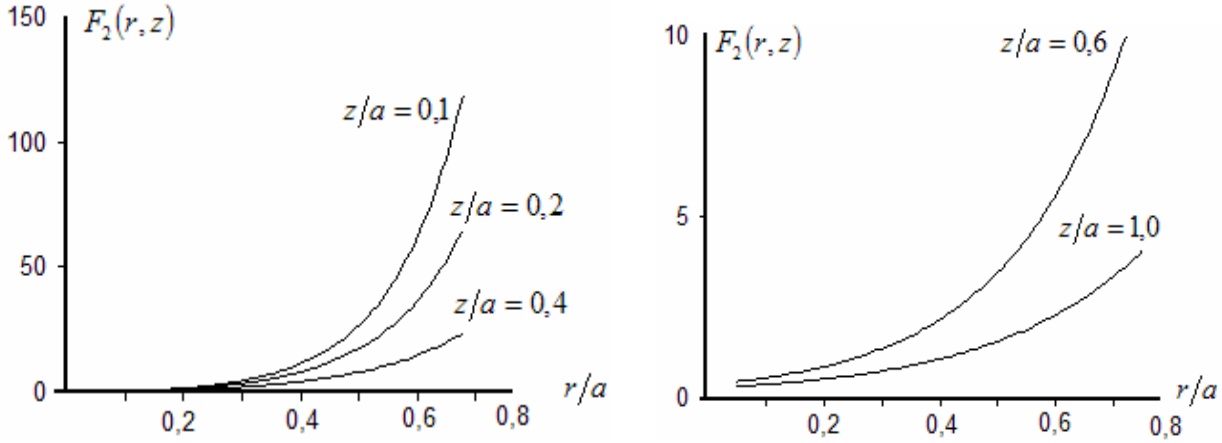


Рис. 2. Графики функции $F_2(r,z)$ в зависимости от переменной r/a и параметра z/a

Соотношения (9) и (10) позволяют упростить аналитическое описание пространственного изменения B_z/B_r в области, прилегающей к короткой магнитной линзе, представленной эквивалентным витком с током, в форме

$$\frac{B_z}{B_r} = \frac{a}{z}\cdot\left(\frac{F_2}{F_1} - 1\right) - \frac{r}{z}\ . \qquad (12)$$

Для области, ограниченной цилиндром ($0{,}1 \le r/a \le 0{,}9$, $0{,}1 \le z/a \le 1{,}0$), пространственные изменения относительного показателя $(F_2/F_1) - 1$ топографии поля короткой магнитной линзы приведены на рис. 3.

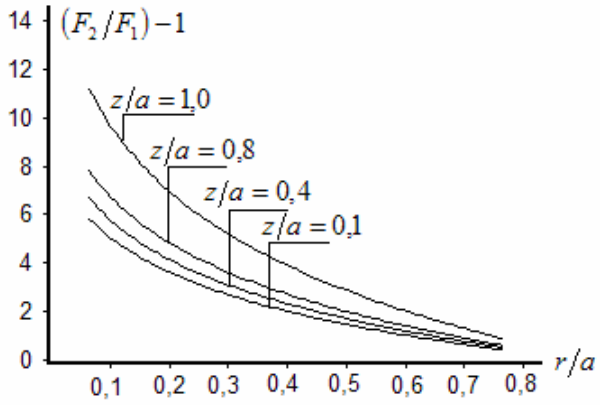


Рис. 3. Пространственные изменения относительного показателя топографии поля короткой магнитной линзы в зависимости от переменной r/a и параметра z/a

Соотношению (12) можно придать следующую геометрическую интерпретацию. Если изменения B_z/B_r характеризовать котангенсом угла между касательной к силовой линии магнитной индукции и осевым направлением, то эта величина может определяться композицией относительного показателя топографии поля с геометрическими параметрами (z/a , r/a) этой точки. Значения функций в указанной точке определяются одним вычисли- тельным алгоритмом.

Список литературы

1. Алиевский Б.Л. / Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек: Справочник./ Алиевский Б.Л., Орлов В.Л. – М.: Энергоатомиздат, 1983, 112с.

РАСШИРЕНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПОСТОВ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ ПУТЕМ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО МОНИТОРА

А. Д. Могила, В. В. Цветков, М. Ю. Чепелев (научные руководители)

Воронежский институт Федеральной службы исполнения наказаний России
394072, Воронеж, ул. Иркутская, д.1-А
E-mail: vifsin@mail.ru

Рассматривается возможный вариант подключения дополнительного монитора к охранной системе, основанной на применении персонального компьютера в случае, если такая возможно не предусмотрена предприятием-изготовителем.

Большинство современных систем и комплексов безопасности в качестве одного из базовых модулей используют персональные компьютеры. В последние годы удалось добиться серьезных подвижек по многим направлениям развития новых технологий охраны с использованием компьютерной техники и систем видеонаблюдения. В ряде компьютерных систем видеонаблюдения возникает необходимость подключения дополнительного видеомонитора к основной ЭВМ, на котором должно происходить дублирование выводимой информации [1]. Зачастую возникает необходимость располагать такой монитор в отдельном помещении для дополнительного контроля за

происходящем на объекте. Данной помещение может находиться от основной ЭВМ на расстоянии до нескольких сотен метров, а это приводит к значительному затуханию видеосигнала. Что бы этого не происходило, можно использовать дополнительный усилитель этого сигнала.

В общем случае для подключения второго монитора необходимо либо две видеокарты, либо одна видеокарта с двумя видеоинтерфейсами. К двум видеокартам с двумя видеовыходами можно подключить сразу даже четыре монитора.

Проще и дешевле всего использовать обычную видеокарту с двумя видеоинтерфейсами. Подавляющее большинство современных видеокарт оснащаются двумя видеовыходами, за исключением, пожалуй, низкопрофильных моделей, предназначенных для установки в компактные корпуса. Карты высшего ценового диапазона, как правило, снабжаются двумя цифровыми выходами DVI, рассчитанными на подключение ЖК-мониторов, а на более массовых картах устанавливаются один разъем DVI и один аналоговый видеоинтерфейс VGA (разъем D-Sub). Впрочем, в комплект всех карт с DVI неизменно входят переходники на D-Sub – для того, чтобы к ним можно было подключать любые мониторы. Как правило, достаточно просто подключить второй монитор к свободному видеовыходу, чтобы карта распознала его еще до загрузки операционной системы.

Установка нескольких видеокарт дает возможность подключить к одному компьютеру больше двух мониторов, однако, проблема в том, что на подавляющем большинстве материнских плат всего один слот AGP или PCI Express x16. До самого последнего времени единственным решением этой проблемы была покупка карты для слота PCI, однако эта шина заметно уступает по пропускной способности шине AGP. С появлением набора системной логики nVidia nForce 4 Ultra SLI стало возможным использовать материнскую плату с двумя слотами PCI Express x16, а это означает, что к компьютеру на основе такой платы можно подключить уже до четырех мониторов.

Подключить компьютер «напрямую» к существующим охранным системам иногда бывает не просто. В первую очередь возникает проблема, связанная с ограниченной длиной компьютерных кабелей. В связи с этим предлагается вариант подключения с помощью коаксиального кабеля или витой пары.

При помощи витой пары осуществляется симметричная видеопередача, при которой все электромагнитные помехи и шум, в конечном счете, одинаково воздействуют на оба провода. Если два провода имеют схожие характеристики и достаточно закруток на метр (чем больше, тем лучше), на них будут одинаково воздействовать шумы, падение напряжения и наводки. Витая пара обычно дешевле коаксиального кабеля, ее легче раскладывать, а разделка разъемов не представляет никаких проблем. Недостаток симметричной передачи сигнала по витой паре состоит в том, что в дополнение к кабелю необходимы одно передающее и одно приемное устройство. Они увеличивают не только стоимость системы, но и риск потерять сигнал, если какой-либо из этих двух компонентов выйдет из строя.

Передать композитный видеосигнал возможно на расстояние от 300 до 1000 м (при передаче композитного сигнала на расстояние менее 100 м нет особого смысла переходить на витую пару). Компонентный и s-Video сигналы можно передавать на расстояния, не намного меньшие, чем композитный сигнал. Сигналы класса VGA можно передавать на расстояния до 300 метров. Средой передачи в удлинителях могут также быть оптическое волокно и беспроводный радиоканал. По сравнению с витыми парами, оптоволокно значительно увеличит стоимость, а беспроводная связь не обеспечит достаточной помехозащищенности и надежности, да и получить разрешение на ее использование непросто.

Таким образом, удлинитель интерфейса должен быть оснащен регулируемым усилителем сигнала и схемой компенсации потерь на высоких частотах. В качестве среды передачи можно использовать витую пару, как наиболее массовое и недорогое кабельное изделие, способное передать видеосигналы на большие расстояния.

На основании всего вышеперечисленного целесообразным предоставляется осуществить передачу изображения монитора компьютерной системы видеонаблюдения на дополнительный монитор в форме видео сигнала. Для этого необходимо использовать видео карту с TV-выходом. В качестве монитора при этом может быть использован обычный телевизионный приемник.

Все современные видеокарты имеют такой интерфейс или же обеспечивают его при помощи переходника из универсального комбинированного интерфейса DVI-I (DVI-integrated) [2]. Таким образом, к разъему DVI-I можно подключать как цифровые, так и аналоговые мониторы. Переходник с интерфейса DVI-I на VGA обычно входит в комплект поставки ко многим графическим картам и позволяет подключать старые мониторы с 15-контактной вилкой D-Sub (VGA). Часто современные графические карты оснащаются двумя выходами DVI, и в этом случае они, как правило, универсальные — DVI-I. Такая видеокарта может одновременно работать с любыми мониторами, причем как с аналоговыми, так и с цифровыми в любом наборе.

Цифровые разъемы DVI (причем как DVI-I, так и DVI-D) имеют две разновидности — Single Link и Dual Link, которые отличаются количеством контактов (в Dual Link задействованы все 24 цифровых контакта, а в Single Link — только 18). Single Link годится для применения в устройствах с разрешением вплоть до 1920x 1080 (полное разрешение HDTV), для больших разрешений требуется уже Dual Link, который позволяет вдвое увеличить количество выводимых пикселов.

Таким образом, для вывода дополнительного монитора необходимо произвести замену (при необходимости) имеющейся в ЭВМ видео платы на видео плату с выходом TV, так как для передачи видео сигнала на удаленное расстояние проще всего будет передать сигнал через видеокарту с TV-выходом. В качестве недорого и эффективного примера такой платы можно применить, например, Conexant BT868/869, Chrontel 7007/7008, Conexant CX25870/25871 и Philips SAA7102/7108 (устанавливаются на карты с VIVO).

Для компенсации потерь при передаче видеосигнала необходимо компенсировать ощутимые потери качества изображения. Однако зачастую это невозможно без искажения сигнала. Тем не менее усилитель выполняет важную роль. Сигнал содержит информацию не только об изображении, но и о цветности, пробелах (на время обратного хода луча кинескопа) и сигнале синхронизации. Потери качества вызывают не только ухудшение изображения. В гораздо большей степени страдает режим синхронизации. В этой ситуации уже ничто не поможет, даже коррекция в частотной области, тщетно выполняемая некоторыми усилителями. Гораздо важнее сохранить без искажения сигналы цветовой и строчно-кадровой синхронизации. Суть предлагаемого усиления – формирование новых управляющих сигналов. Прибор [3] выполняет формирование обоих этих сигналов синхронизации, что позволяет существенно улучшить качество записи.

Рассматриваемый усилитель формирует новые синхросигналы цветности и развертки. Предлагаемый усилитель, структурная схема которого представлена на рис. 1, состоит из двух частей: канала передачи сигнала и генератора.

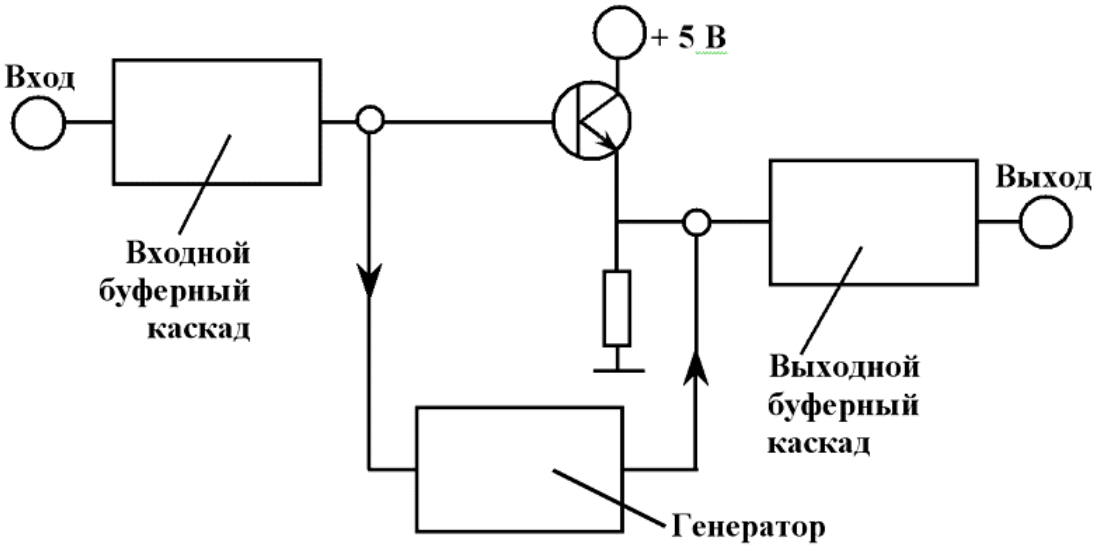


Рис. 1. Структурная схема усилителя

Рассмотрим канал передачи сигнала. Видеосигнал через входной байонетный разъем поступает на вход схемы. Резистор R1 на входе схемы имеет номинал 75 Ом, и выполняет роль согласованной нагрузки для подключающего кабеля и устанавливает нужный уровень яркости видеосигнала так, чтобы изображение на экране телевизора было в меру ярким. Если R1 убрать, то изображение станет похожим на передержанный (переэкспонированный) фильм. Транзисторы VT2 и VT4 вместе с резисторами R5, R6 и R7, а также конденсатором C3 образуют входной буферный каскад.

Резисторы R2и R3 работают как делитель напряжения в цепи базы транзистора VT2. Уровень видеосигнала получает «добавку» в виде постоянного напряжения 2,5 В. Этим напряжением открывается транзистор VT2, и сигнал передается далее. Выходной буферный каскад построен на транзисторах VT7 и VT8, резисторах R21 и R22 и конденсаторе C13. Входной и выходной буферные каскады встречаются в большинстве схем, обработки видеосигнала. Они представляют собой входной и выходной узлы устройства и выполняют, в известной степени, роль «ворот», пропускающих сигнал в одном направлении и препятствующих его прохождению в обратном. Такие буферные цепи в том или ином виде встречаются и в других электронных схемах. Различными будут лишь схемы, соединяющие эти каскады.

Таким образом, в результате применения указанной схемы построения канала для подключения дополнительного видеомонитора удается получить качественное изображение на расстоянии нескольких сотен метров.

Список литературы

1. http://www.ess.ru
2. http://www.plasmapanel.ru
3. http://www.rtcs.ru

АППРОКСИМАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПЛОСКОЙ ДИСКОВОЙ КАТУШКИ

А. Н. Фомин, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
bulbik@gmail.ru

Предложена аппроксимация пространственного распределения магнитного поля плоской дисковой катушки в окрестности ее осевой линии и численно исследованы изменения радиальной и осевой составляющих магнитной индукции.

Осесимметричные магнитные поля, создаваемые системой соосных дисковых катушек с током, используют в различных приборах и устройствах [1]. Геометрия плоской дисковой катушки и ее возможная схема замещения копланарными эквивалентными намагничивающими контурами показаны на рис.1 а, б соответственно.

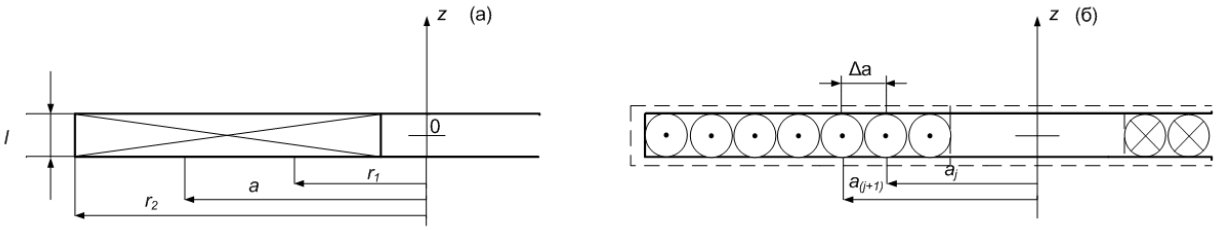


Рис. 1. Геометрия плоской дисковой катушки (а) и схема ее замещения эквивалентными намагничивающими контурами (б)

Плоскую дисковую катушку (рис.1,а) характеризуют ее длинной $l << (r_2 - r_1)$, средним диаметром обмотки $d=(r_1 + r_2)=2a$ и числом витков W, обтекаемых током I. Заменим плоскую катушку распределенной [2] токовой нагрузкой в тонком кольце $(r_1 \le r \le r_2)$ плоскости $z=0$, который далее представляем системой эквивалентных круговых контуров (Рис. 1 б) с намагничивающими токами $Iк=\Delta aIW/(r_2 - r_1)$, где $\Delta a=a_{(j+1)} - a_j$, $j=1,2,...n$. Распределение магнитного поля в области, прилегающей к плоскости катушки, определены на основе аппроксимации [3] соотношениями

$$B_r(r,z) = \frac{\mu_0 IW}{n}\sum_{j=1}^{n}\left\{\frac{a_j rz}{[(a_j+r)^2+z^2]^{1/2}[a_j^2+z^2]^2}\right\}, \quad (1)$$

$$B_z(r,z) = \frac{\mu_0 IW}{4n}\sum_{j=1}^{n}\left\{\frac{2a_j^2+2z^2+a_j r-4r^2}{[(a_j+r)^2+z^2]^{1/2}[a_j^2+z^2]^2}\right\}. \quad (2)$$

При теоретически точном преставлении распределения магнитного поля в системе эквивалентных круговых контуров эти соотношения имеют вид

$$B_r(r,z)=\frac{\mu_0 IW}{2\pi nr}\sum_{j=1}^{n}\left\{\frac{z}{[(a_j+r)^2+z^2]^{1/2}}\left[\frac{a_j^2+r^2+z^2}{(a_j-r)^2+z^2}E(k_j)-K(k_j)\right]\right\}, \quad (3)$$

$$B_z(r,z)=\frac{\mu_0 IW}{2\pi n}\sum_{j=1}^{n}\left\{\frac{1}{[(a_j+r)^2+z^2]^{1/2}}\left[\frac{a_j^2+r^2+z^2}{(a_j-r)^2+z^2}E(k_j)+K(k_j)\right]\right\}, \quad (4)$$

где $K(k_j)$ и $E(k_j)$ – полные эллиптические интегралы соответственно первого и второго рода модуля k_j ($k_j^2=4ar/[(a_j+r)^2+z^2]$).

Пространственные изменения магнитного поля плоской дисковой катушки, вычисленные при $n=5$ и $(\Delta a/a)=0{,}05$ для B_r по соотношениям (1), (3) и для B_z по соотношениям (2), (4), представлены на рис. 2 и рис. 3 соответственно.

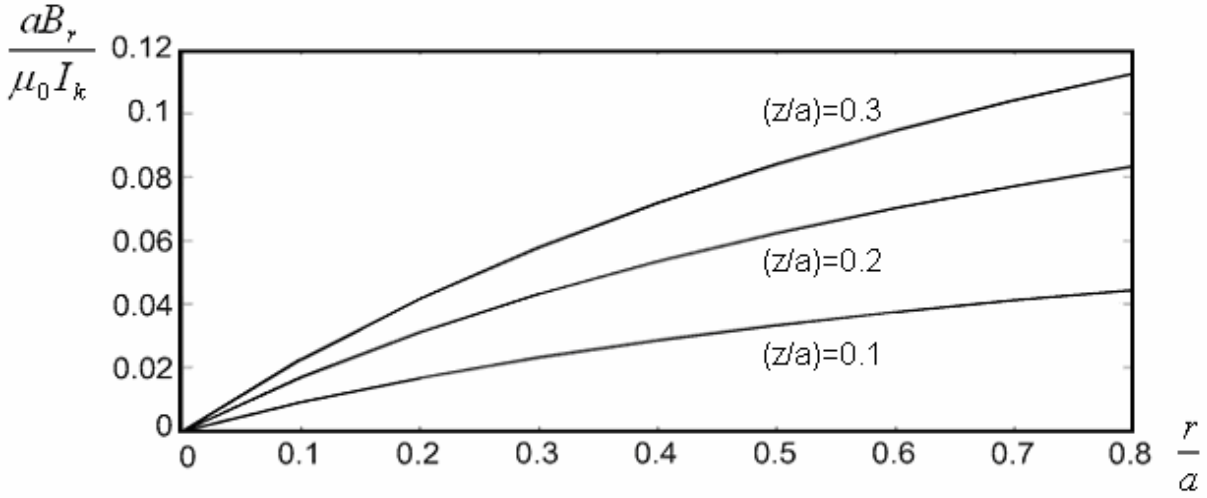


Рис. 2. Пространственное изменение радиальной составляющей магнитного поля плоской дисковой катушки в функции от переменной *r/a*

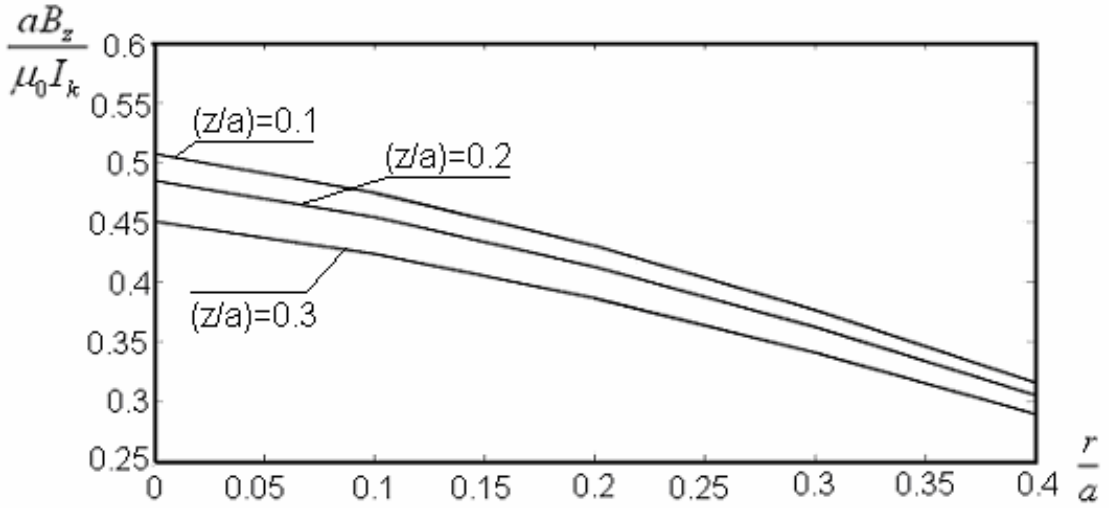


Рис. 3. Пространственное изменение осевой составляющей магнитного поля плоской дисковой катушки в функции от переменной *r/a* и параметра *z/a*

Из данных, приведенных на рис.2 и рис.3 следует, что аппроксимация распределения магнитного поля в форме соотношений (1) и (2) приемлема и для других конструктивных исполнений дисковых катушек и соответствующих модельных схем их замещения, в частности, при $l<(r_2 - r_1)$ для схемы замещения дисковой катушки (mn)–системой эквивалентных намагничивающих контуров, показанной на рис. 4.

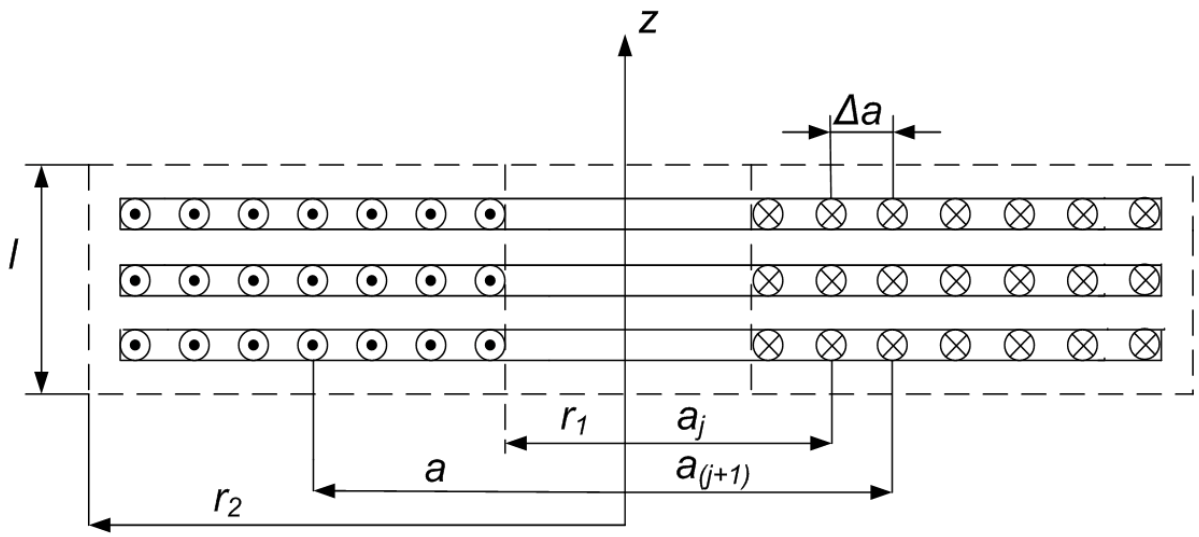


Рис. 4. Схема замещения дисковой катушки (mn) – системой эквивалентных намагничивающих контуров

Намагничивающий ток $I_k=IW/(mn)$ эквивалентного контура определен здесь выбором шагов дискретности $\Delta l=l/m$ и $\Delta a=(r_2 - r_1)/n$ по осевой и радиальной координатам соответственно.

Таким образом, аппроксимация пространственного распределения магнитного поля дисковой катушки, при ее замещении (mn)–системой намагничивающих контуров с током I_k, определяется соотношениями

$$B_r(r,z)=\frac{\mu_0 IW}{mn}\sum_{j=1}^{n}\sum_{i=1}^{m}\left\{\frac{a_j^2 r(z-z_i)}{[(a_j+r)^2+(z-z_i)^2]^{1/2}[a_j^2+(z-z_i)^2]^2}\right\}, \qquad (5)$$

$$B_z(r,z)=\frac{\mu_0 IW}{4mn}\sum_{j=1}^{n}\sum_{i=1}^{m}\left\{\frac{2a_j^2+2(z-z_i)^2+a_j r-4r^2}{[(a_j+r)^2+(z-z_i)^2]^{1/2}[a_j^2+(z-z_i)^2]^2}\right\}, \qquad (6)$$

которые упрощают вычисления.

С учетом численных результатов, полученных в [3], удовлетворительная сходимость аппроксимации распределения составляющих магнитного поля кругового витка с током с их теоретически точными значениями ограничивается интервалом переменных $0<r/a\le 0,3$. Таким образом, для плоской дисковой катушки верхняя граница применимости аппроксимаций (3), (4) снижается пропорционально отношению $(a_j/a)_{min}$.

Применительно к системам дисковых катушек вакуумно-дуговых источников плазмы [4], соотношения (5) и (6) позволяют упростить анализ топографии осесимметричных магнитных полей.

Список литературы

1. Броудай Н., Мерей Д. Ж.. Физические основы микротехнологии. / перевод с английского, М. : Мир, 1985

2. Алиевский Б. Л., Орлов В. Л. Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1983

3. Карпенко М. С., Ситников А. А., Бульбик Я. И. Аппроксимация пространственного распределения магнитного поля короткой цилиндрической катушки (статья в настоящем сборнике)

4. Аксенов М. С., Васильев В. В., Лучанинов А. А., Омаров А. О., Стрельницкий В. Е. Особенности формирования потоков углеродной плазмы вакуумно-дуговыми источниками / Труды Харьковской нанотехнологической Ассамблеи, 2006, с. 132 – 144

УЛЬТРАЗВУКОВАЯ КОАГУЛЯЦИОННАЯ КАМЕРА ДЛЯ РАБОТЫ В АГРЕССИВНЫХ СРЕДАХ

К. В. Шалунова, А. В. Шалунов, В. Н. Хмелёв (научный руководители)

Бийский технологический институт (филиал) АлтГТУ им. И. И. Ползунова
659305, Бийск, ул. Трофимова, 27
E-mail: shalunov@bti.secna.ru

В статье рассматривается конструкция ультразвуковой коагуляционной камеры нового типа, выполненной на основе дискового пьезоэлектрического излучателя ультразвуковых колебаний и предназначенной для работы с агрессивными средами (газами), при высоких давлениях и температурах. Результаты исследований подтвердили высокую эффективность разработанной ультразвуковой коагуляциионной камеры, обеспечивающей осаждение до 99,5% частиц аэрозоля.

В связи с широким распространением потенциально опасных производств, характеризующихся высоким содержанием аэрозолей ядовитых веществ в отходящих газах, а также возникающей в ряде случаев необходимостью улавливания ценных материалов из газовой среды, возникает необходимость в разработке эффективных средств очистки аэрозолей. Задача значительно усложняется при необходимости улавливания аэрозолей, в средах, содержащих химически активные и агрессивные компоненты. В этом случае традиционные средства улавливания аэрозолей оказываются не применимыми.

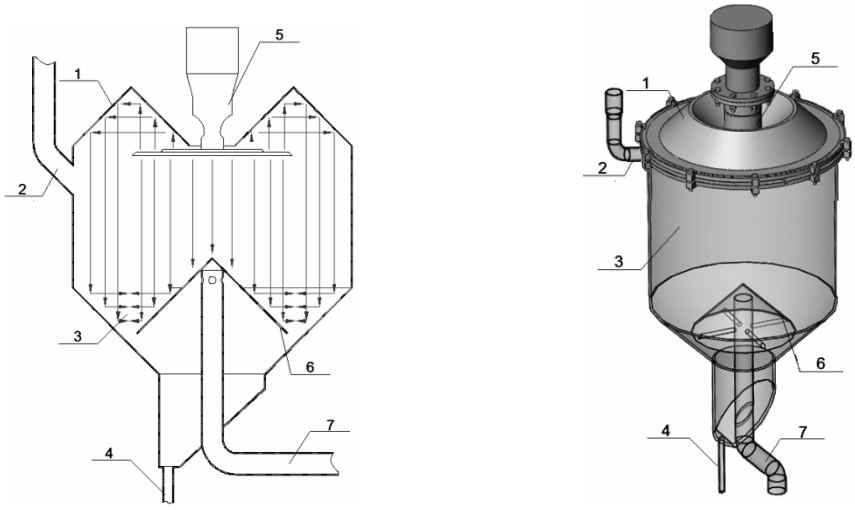
Возможным решением указанной технологической проблемы является укрупнение и последующее осаждение аэрозольных частиц под действием высокоинтенсивных (более 140 дБ) ультразвуковых колебаний (ультразвуковая коагуляция аэрозолей). Ультразвуковая (УЗ) коагуляция, обладает рядом неоспоримых преимуществ: применимость к агрессивным и взрывоопасным газам, возможность работы при высоких температурах и давлениях, высокая эффективность и низкая энергоемкость процесса, возможность осаждения высокодисперсных аэрозолей и др. [1].

Подавляющее большинство ультразвуковых коагуляционных камер, используемых в настоящие время, спроектированы на основе газоструйных акустических излучателей, характеризующихся низким КПД, необходимостью использования сжатого воздуха,

низкой рабочей частотой и не учитывают резонансных особенностей камер. Их существенным недостатком является инжектирование в область коагуляции потока воздуха. Это приводит к повторному увлечению осажденных частиц воздушным потоком и разрушению агрегатов коагулированных частиц. Известные технологии отсекания воздушных потоков с помощью звукопрозрачных пленок приводят к значительному ослаблению УЗ колебаний, и являются неприемлемыми при высоких температурах и давлениях. Эти недостатки снижают привлекательность ультразвуковой коагуляции для промышленного применения и обуславливают необходимость создания новых коагуляционных камер, построенных на основе более эффективных излучателей высокоинтенсивных УЗ колебаний.

Для решения этой задачи в лаборатории акустических процессов и аппаратов Бийского технологического института был разработан специализированный дисковый пьезоэлектрический излучатель (ультразвуковая колебательная система) [2] и коагуляционная камера резонансного типа. Преимуществами дисковых ультразвуковых колебательных систем являются: высокий КПД, малое энергопотребление, отсутствие инжекции воздуха, высокая интенсивность излучаемых УЗ колебаний (более 150 дБ).

Структурная схема и 3D-модель разработанной коагуляцинной камеры представлены на рисунке 1 (стрелки показывают направление распространения ультразвуковых колебаний).



а) б)

1 – верхний отражатель; 2 – входной патрубок; 3 – коагуляционная камера;
4 – отвод к бункеру; 5 – ультразвуковая колебательная система;
6 – нижний отражатель; 7 – выходной патрубок.

Рис. 1. Ультразвуковая коагуляционная камера: а – структурная схема коагуляционной камеры; б – 3D-модель коагуляционной камеры:

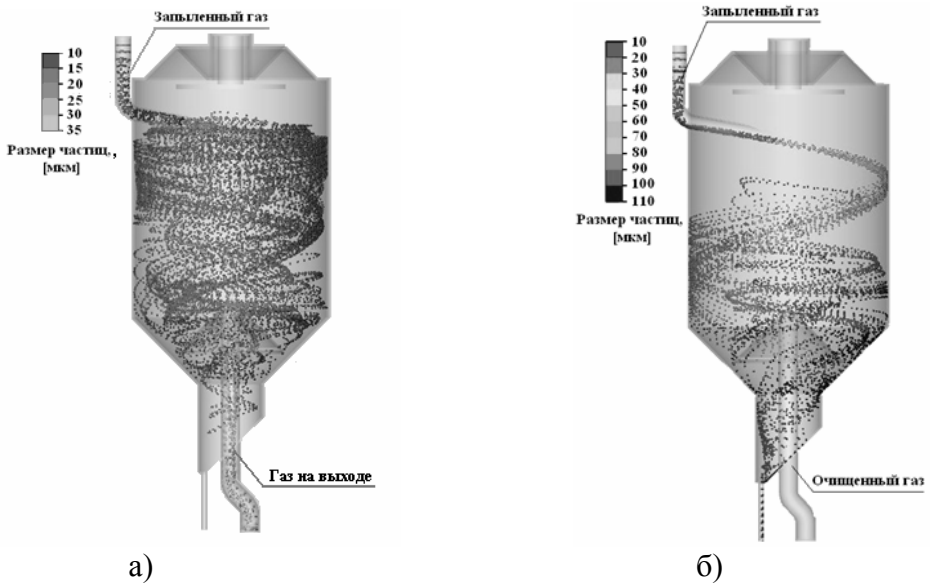
Коагуляционная камера состоит из герметичного корпуса, основными элементами которого являются верхний 1 и нижний 6 отражатели, формирующие в пространстве, заключенной между ними цилиндрической коагуляционной камеры 3, равномерное акустическое поле. Оба отражателя располагаются в ближней зоне дискового излучателя. В этой зоне излучение можно считать направленным преимущественно перпендикулярно поверхности дискового излучателя. Ультразвуковые волны за счет двукратного отражения и от стенок отражателя (стенки представляют собой усеченный конус с наклоном образующей 45^0) равномерно распределяются по объему коагуляционной камеры 3. В центре верхнего отражателя коагуляционной размещен излучатель УЗ колебаний дискового типа 5.

Размеры коагуляционной камеры выбраны таким образом, чтобы реализовывался режим стоячей волны и обеспечивалось достаточное для коагуляции время пребывания частиц в камере (зависит от скорости аэрозоля на входе, его дисперсного состава и др.). Кроме того, применительно к коагуляции, при установлении в камере режима стоячих волн, следует ожидать, что звуковое давление принудит частицы сконцентрироваться вблизи пучностей и создавая тем самым высокие концентрации частиц. Это способствует значительному повышению эффективности коагуляции, вследствие увеличения вероятности столкновения частиц.

Подвод коагулируемого аэрозоля осуществляется через тангенциально установленный входной патрубок 2 (обеспечивающий завихрение входного потока и содержащегося в нем аэрозоля), а для вывода очищенного газа – выходной патрубок 7 установленный в центре нижнего отражателя 6. Частицы аэрозоля, многократно увеличившиеся в массе за счет их коагуляции, под действием увеличившейся центробежной силы завихренного газового потока, смещаются к внешней стенке коагуляционной камеры и отводятся к бункеру через патрубок 4.

Для обеспечения возможности работы в высокотемпературных, агрессивных средах, к материалу, из которого изготавливается камера, предъявляются следующие требования: химическая стойкость к воздействию агрессивных газов и высокий коэффициент отражения УЗ колебаний. Перечисленным требованиям удовлетворяют следующие материалы: нержавеющая сталь, кварц, стекло, стеклопластик.

На рис. 2 представлено, полученное по результатам математического моделирования, распределение частиц по размерам в разработанной ультразвуковой коагуляционной камере, как при наличии ультразвукового воздействия (рисунок 2.б), так и без него (рисунок 2.а). Подаваемый, первичный аэрозоль содержит твердые частицы размерами 10…35 мкм. Из рисунка 2.а следует, что при отсутствии ультразвуковых колебаний подаваемый аэрозоль заполняет коагуляционную камеру практически равномерно. Однако осаждения (за исключением незначительного количества наиболее тяжелой фракции) аэрозоля при этом не происходит, и он полностью «выносится» через выходной патрубок.



а) б)

Рис. 2. Результаты моделирования распределения частиц по размерам в ультразвуковой коагуляционной камере: а – без ультразвукового воздействия; б – при ультразвуковом воздействии

Картина существенным образом изменяется при УЗ воздействии (рисунок 2.б). В этом случае, по мере распространения аэрозоля от входного патрубка происходит его коагуляция. Размеры частиц могут увеличиваться в 10 раз относительно первоначального размера. Такие частицы оседают под действием силы тяжести на дно сосуда и удаются через специальный патрубок 4 из коагуляционной камеры в бункер. Очищенный газ выходит через выходной патрубок 6.

В результате проведенных исследований была подтверждена возможность эксплуатации УЗ коагуляционной камеры в агрессивных средах (газах) при высоких давлениях и температурах и показана высокая эффективность предложенной конструкции, обеспечивающей высокую степень коагуляции (до 99,5%) и малое время экспозиции (не более 10 с).

Предложенная и разработанная коагуляционная камера на основе дискового пьезоэлектрического излучателя ультразвуковых колебаний позволяет осуществлять не только эффективную коагуляцию аэрозолей, но и их последующее осаждение. Этот факт позволяет отказаться от использования дополнительных фильтров, на выходе коагулятора.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации для поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук и их научных руководителей № МК-383.2008.8.

Список литературы

1. Широкова, Н.Л. Ультразвуковая коагуляция. Физические основы ультразвуковой технологии / под ред. Л.Д.Розенберга – М., Наука,1968. – 689

2. Ультразвуковые многофункциональные и специализированные аппараты для интенсификации технологических процессов в промышленности / В.Н. Хмёлев, А.В. Шалунов [и др.]. – Барнаул: АлтГТУ, 2007. – 416 с.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ УЛЬТРАЗВУКОВОГО РАСПЫЛИТЕЛЯ

А. В. Шалунова, А. В. Шалунов, В. Н. Хмелев (научные руководители)

Бийский технологический институт АлтГТУ им. И. И. Ползунова
659305, Бийск, ул. Трофимова, 27
E-mail: shalunov@bti.secna.ru

В статье описывается разработанная методика расчета геометрических параметров поверхности распыления ультразвукового распылителя, позволяющая конструировать излучатели, обеспечивающие заданные характеристики факела распыла. Результаты теоретических расчетов по предложенной методике подтверждены результатами экспериментальных исследований созданных излучателей.

Ультразвуковое (УЗ) распыление жидкостей находит широкое применение в различных отраслях промышленности. Напыление паяльных флюсов, равномерное распределение полирующего состава при химико-механическом полировании полупроводниковых пластин, распылительная сушка, нанесение покрытий без использования распыляющего воздуха, не возможно без применения УЗ распыления. Такие технологии удалось реализовать благодаря уникальным возможностям УЗ распыления: низкой энергоемкости, монодисперсности, возможности распыления вязких и агрессивных жидкостей без использования газового распыляющего агента и носителя.

Эффективность реализуемых технологических процессов определяется точностью заданных параметров формируемого факела распыляемой жидкости. При обеспечении оптимального угла распыла и ширины факела (которые определяются габаритными размерами оборудования и требуемой производительностью) значительно повышается эффективность реализации многих технологических процессов.

К сожалению, в настоящее время отсутствуют практические методики, позволяющие определять геометрические параметры УЗ распылителя, необходимые для обеспечения заданных (оптимальных для реализации процесса) параметров факела распыляемой жидкости.

В связи с этим возникла необходимость в создании подобной методики.

Разрабатываемая методика должна обеспечивать: определение рабочей частоты УЗ распылителя, площади, формы поверхности распыления и количества отверстий для подачи распыляемой жидкости. Методика реализуется в несколько этапов.

На первом этапе определяется значение резонансной частоты УЗ распылителя, необходимое для обеспечения заданного средне медианного диаметра капель распыляемой жидкости. Расчет ведется с использованием известного выражения [1]:

$$D_{капли} = a \cdot \sqrt[3]{8\pi\sigma/(\rho f^2)},$$

где $a = 0{,}12$, σ – поверхностное натяжение; ρ – плотность распыляемой жидкости; f – частота УЗ колебаний.

Отсюда частота УЗ колебаний распылителя, обеспечивающая необходимый средне медианный диаметр капель аэрозоля будет равна:

$$f = \sqrt{8\pi a^3 \sigma/(D_{капли}^3 \rho)}.$$

Далее определяется величина площади поверхности распыления. Расчет ведется с использованием полученного авторами выражения для определения удельной производительности распылителя [2]:

$$П_{уд} = \frac{2}{3}\pi\alpha^3 \sqrt[3]{\pi\sigma/\rho} \cdot f^{1/3},$$

Отсюда

$$S = \frac{П_{\max}}{П_{уд}} = 3П_{\max}\rho^{1/3} \Big/ \left(2П_{уд} a^3 (\pi\sigma f)^{1/3}\right);$$

где S – площадь поверхности распыления; $П_{\max}$ – требуемая производительность формирования аэрозоля; $П_{уд}$ – скорость распыления.

На следующем этапе определяется форма поверхности распыления, необходимая для обеспечения заданной ширины факела распыления. Искомым параметром является угол раскрытия поверхности распыления $\beta_{расп}$. На рисунке схематично показаны силы, действующие на каплю жидкости, покидающую поверхность распылителя, и учитываемые при расчетах.

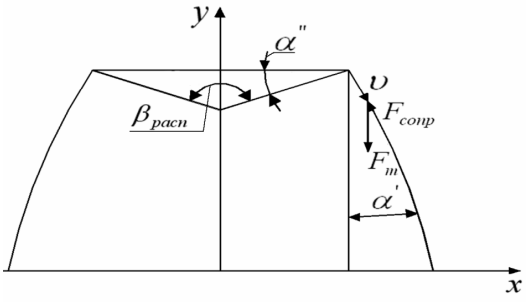


Рис. 1. Система сил, действующих на каплю жидкости после ее отрыва от пленки жидкости, покрывающей поверхность распыления

В начальный момент времени распыляемая частица (капля) движется под некоторым углом к поверхности распыления аэрозоля, равным:

$$\alpha^{'} = 90 - (90 - \alpha^{"}) = (90 - \beta_{расп}/2).$$

При движении капли угол $\alpha^{'}$ будет изменяться по следующему закону:

$$\alpha^{'} = arctg\left(\upsilon_x(t+\Delta t)/\upsilon_y(t+\Delta t)\right);$$
$$\upsilon_x = \left(\upsilon_x(t)\sin\alpha - \rho S^2\left(\upsilon_x(t)\right)^2 C_D(M)\sin\alpha\cdot\Delta t\right)/\sin\alpha^{'};$$
$$\upsilon_y = \left(g/\cos\alpha - \rho S^2\left(\upsilon_y(t)\right)^2 C_D(M)/m\right)\Delta t + \upsilon_y(t);$$

где m – масса капли аэрозоля; $C_D(M)$ – безразмерная функция числа Маха; ρ – плотность воздуха, S – площадь поперечного сечения капли.

Используя полученные зависимости, и исходя из необходимого диаметра факела аэрозоля, можно определить угол, под которым должна отрываться капля с поверхности распыления $\alpha^{'}$ и, следовательно, угол поверхности распыления $\beta_{расп} = 180 - 2\alpha^{'}$.

Завершающим этапом расчета является определение количества отверстий, необходимых для подачи заданного количества жидкости (т.е. обеспечения производительности распыления) на распыляющую поверхность.

Максимальный радиус пятна удерживаемой жидкости определяется из условия равновесия в момент отрыва капли от поверхности и с учетом конусности поверхности:

$$R = \sqrt[3]{2r\sigma/\left(\rho g(\pi\cos^2\alpha^{"}(1-\sin\alpha^{"}) + A)\right)};$$

где $A = \pi(1+\sin\alpha^{"})^2\left(2/3 - \sin\alpha^{"}/3\right) - \pi\cos^3\alpha^{"}/3)$.

При воздействии УЗ колебаний радиационное давление сообщает капле некоторую энергию, приводящую к ее растеканию. Выражение для силы радиационного давления, может быть представлено в следующем виде:

$$\overline{F_r} = 2S\overline{E}(kr)^4\cos(\theta)/\left((1+2\cdot q)^2\right)\cos(\theta)\cdot[B];$$

где $B = \left(q - (1+2q)/(3q\mu)\right)^2 + 2(1-q)^2/9$; $\overline{E}$ – средняя по времени плотность энергии падающей волны, r – радиус капли, θ – угол между направлением падения волны и нормалью к границе раздела, $\mu = c_2/c_1$, $q = p_1/p_2$, ρ и c – плотность среды и скорость распространения звука, k – волновое число. Индексы 1 и 2 относятся к средам, в которых распространяются падающая и прошедшая волны.

Зная величину энергии радиационного давления можно определить радиус поверхности распыления, по которому растекается жидкость:

$$l = 2F_r\pi\cos\alpha^{"}/\left(2\cdot\sigma\pi\cdot\cos\alpha^{"}\right) + \sqrt{(-2F_r\pi\cos\alpha^{"})^2 - C}\,/\left(2\cdot\sigma\pi\cdot\cos\alpha^{"}\right).$$
$$C = 4\cdot\sigma\pi\cos\alpha^{"}\cdot(\sigma(\pi R^2(1+(1+\sin\alpha^{"})^2) + 2\pi R^2\cos\alpha^{"}\cdot(1-\sin\alpha^{"})) + 2F_r R\cos\alpha^{"}).$$

Площадь растекания жидкости будет равна:

$$S_{расп} = \pi l^2.$$

Если площадь, занимаемая жидкостью после ее растекания, оказывается меньше площади поверхности распыления, то на последней необходимо выполнить дополнительные отверстия для подачи жидкости. Эти отверстия должны находиться на расстоянии кратном $2l$ (где l радиус растекшейся капли). Количество отверстий определяется из выражения:

$$N = 6 * \sqrt{S/\pi}\,/2l\ .$$

Разработанная методика позволила создать практические конструкции УЗ распылителей и провести ряд экспериментов, направленных на определение соответствия характеристик формируемых ими факелов аэрозоля заданным (таблица 1).

Таблица

Рассчитанные и экспериментальные значения параметров УЗ распылителей

Заданные параметры факела			Рассчитанные параметры распылителей					Реализованные практически характеристики факела аэрозоля					
Диаметр капель аэрозоля, мкм	Диаметр факела распыления, см	Производительность распыления, мл/сек	Резонансная частота распылителя, кГц	Площадь поверхности распыления, $см^2$	Радиус распылителя, $см^2$	Угол распылителя, ^{o}	Количество отверстий, шт	Диаметр капель аэрозоля, мкм	Погрешность, %	Диаметр факела распыления, см	Погрешность, %	Производительность распыления, мл/сек	Погрешность, %
45	5	2	44	3,9	1,1	115	7	50	12	4,6	8	2,1	5
30	4	1,2	60	2,7	0,9	110	1	33	10	3,8	5	1,2	0
70	6	2	25	4,75	1,2	130	7	80	14	5,5	9	2,3	15

Таким образом, была разработана методика, позволяющая производить расчет параметров распылителя, необходимых для обеспечения требуемых характеристик факела аэрозоля. Проведенные экспериментальные исследования показали, что отклонение практических результатов от теоретических не превышает 15%.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации для поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук и их научных руководителей № МК-383.2008.8.

Список литературы

1. Экнадиосянц, О. К. Получение аэрозолей. Физические основы ультразвуковой технологии/ под ред. Л.Д. Розенберга. – М.: Наука, 1970. –689.

2. Хмелев, В.Н. Ультразвуковые многофункциональные и специализированные аппараты для интенсификации технологических процессов в промышленности/ В.Н.Хмелев, А.В. Шалунов [и др.]. – Барнаул: АлтГТУ, 2007. – 400 с.

АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА РУДЫ НА КОНВЕЙЕРЕ

А. В. Шорников, В. И. Кокорин (научный руководитель)

ООО «ТЕХНОРОС»
E-mail: sasha103@mail.ru

В статье рассматриваются вопросы автоматизации процесса контроля качества руды на горнодобывающих предприятиях. Описываются задачи, решаемые с помощью системы контроля качества руды, приводятся основные характеристики и структура системы на основе рудоконтролирующих станций. Рассмотрены реализованные алгоритмы, описано программное обеспечение рудоконтролирующей станции.

В процессе транспортировки породы на обогатительные фабрики горнодобывающих предприятий руда различных рудных потоков смешивается и представляет собой в различной степени усредненную горную массу (смесь руд). В основе действующей системы контроля качества руды (СККР, или просто система) лежит метод геолого-маркшейдерского подсчета. На основании данных геологоразведочных работ, с использованием маркшейдерской информации об объемах и направлениях добычи рассчитываются содержания металлов в рудах, которые планируется добыть. Составляются графики добычи, в которых рассчитаны плановые содержания на каждые сутки. Условно принято, что качество добытой за сутки руды соответствует качеству руды, отгруженной за эти же сутки на обогатительную фабрику.

Сопоставление рассчитанных данных о качестве отгруженной за сутки руды с данными входного контроля обогатительной фабрики показывает практически полное отсутствие корреляции между ними. При этом, фактическая информация о качестве руды раздельно по рудникам и направлениям отгрузки отсутствует.

Основным назначением системы контроля качества руды (СККР) является контроль качества руды по комплексу заданных основных и вспомогательных параметров, получение и сбор первичной информации, в объеме, необходимом для решения поставленных задач, ее обработки и хранения. Задача системы — значительно увеличить оперативность и достоверность получаемой информации о качестве руд, а также обеспечить персоналу возможность получения этой информации в удобной для него форме.

Система должна отслеживать следующие основные контролируемые параметры: массовая доля никеля в руде, массовая доля меди в руде, масса (вес) руды, масса никеля, масса меди.

Система обеспечивает:

- получение в режиме реального времени и протоколирование информации о качестве товарной руды;
- получение и сохранение данных системы весового контроля об объемах отгруженной товарной руды;
- анализ получаемого фактического материала и формирование отчетных документов для принятия на их основе управленческих решений по обеспечению выполнения плановых показателей качества руды;
- в режиме реального времени получение информации о качестве руды, отгружаемой через контролируемое сечение (контрольные точки);
- обработку получаемой информации и формирование отчета по всем контролируемым параметрам за установленные временные интервалы: 10 мин, час, смена, сутки, месяц.

Система в режиме реального времени отображает состояние выполнения плановых показателей раздельно по каждому руднику и контуру в целом. Многоступенчатость и сложность системы отгрузки, большое количество основных и вспомогательных контролируемых параметров обуславливает наличие специального программного и математического обеспечения, а также удобного интерфейса, обеспечивающих сбор, обобщение и анализ информации.

СККР представляет собой единый аппаратно-программный комплекс. Нижний уровень СККР включает в себя совокупность устройств и датчиков непосредственного съема информации с объекта и ее первичной обработки (рудоконтролирующая станция РКС-КМ (далее РКС) и пульта управления (ПУ)), и предназначен для выполнения следующих функций:

-получение, сбор и хранение первичной информации;

-предварительная обработка информации;

-передача информации на верхний уровень системы;

-пуск и остановка РКС;

-настройка и градуировка РКС;

-контроль состояния РКС;

-диагностика состояния РКС;

-защита от несанкционированного воздействия.

РКС, разработанная ООО «ТЕХНОРОС», является основным элементом системы СККР, структурная схема показана на рисунке. Принцип работы РКС основан на рентгенорадиометрическом методе определения элементного состава измеряемого продукта.

С помощью полупроводникового детектора измеряется количество импульсов отраженного флуоресцентного излучения в каждой информативной области $\boldsymbol{N_i}$, в области рассеянного излучения $\boldsymbol{Ns}$ и общее количество импульсов $\boldsymbol{I}$. Затем вычисляются аналитические параметры для каждого химического элемента:

$$P_i = \frac{N_i}{Ns}, \quad где \quad i = 1...n$$

После этого для образцов руды с известным содержанием вычисляется зависимость содержания элементов от аналитических параметров. Содержания химических элементов в исследуемом объекте определяются при помощи этой зависимости по аналитическим параметрам.

Метод спектральных отношений имеет недостатки, так как в нем не определяется расстояние от исследуемого объекта до устройства измерения. От этого расстояния зависит точность измерений, так как с удалением исследуемого материала от устройства измерения слабеет отраженное флуоресцентное излучение, соответственно детектирующее устройство формирует спектр с меньшим количеством импульсов, и рассчитываемые содержания элементов получаются с большой погрешностью. Этот недостаток был устранен, так как в РКС используется ультразвуковой уровнемер, измеряющий расстояние до исследуемого объекта. Программное обеспечение РКС написано на языке C# на платформе .NET Framework 2.0.

РКС позволяет поддерживать автоматический режим работы, настройку, градуировку, диагностику состояния аппаратуры и защитного ограждения. При возникновении аварийной ситуации позволяет автоматически отключать рентгеновский аппарат. Одновременно проводить накопление и статистическую обработку информации, расчет среднего содержания контролируемых элементов на объем пройденной по конвейеру продукции. В состав РКС входят:

-рентгеновский аппарат «Модуль-50» (фирма Flash Electronics), который облучает мягким рентгеновским спектром технологический продукт (руда), движущийся по

конвейерной ленте. Рентгеновский аппарат «Модуль-50» производит прием команд из ПУ и передачу информации о состоянии аппарата по интерфейсу RS-232, подключенному к конвертеру I-7523;

-полупроводниковый детектор Amptek X-123 регистрирует рентгеновским анализатором флуоресцентное излучение химических элементов, содержащихся в продукте, преобразует его в цифровой спектр и передает по интерфейсу RS-232, подключенному к конвертеру I-7523 для дальнейшей обработки в ПУ;

-адресуемый конвертер IPC I-7523 обеспечивает преобразование RS-485 в RS-232, одновременно обеспечивая автоматический контроль по передаче данных по интерфейсу RS-485 и гальваническую изоляцию 3кВ по порту RS-485;

-ультразвуковой уровнемер Siemens Sonar-Bero измеряет уровень загрузки транспортерной ленты;

-модуль аналогового ввода Advantech ADAM-4012 производит преобразование аналоговых сигналов, полученных от датчиков, в цифровые сигналы.

-индуктивные сенсоры (фирмы Turck) контролируют рабочее положение РКС и защитных экранов. Сформированные сигналы подаются на логические входы модуля ADAM-4012.

-термопара служит для поддержания рабочей температуры внутри блока РКС.

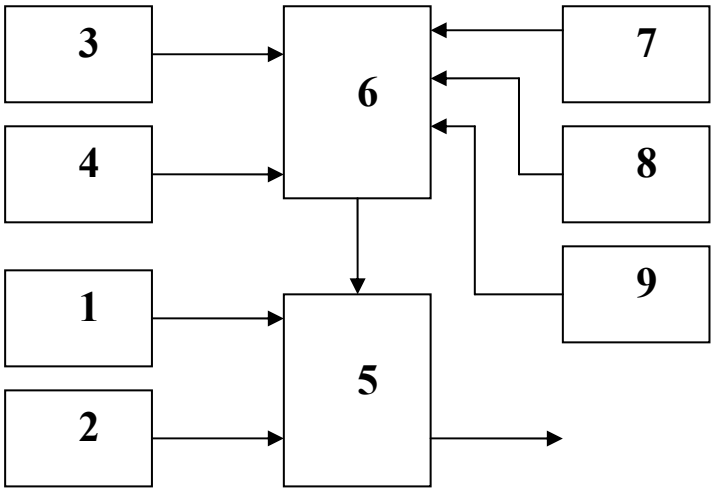


Рис. 1. Структурная схема РКС

1 – рентгеновский аппарат;
2 – полупроводниковый детектор;
3 – ультразвуковой уровнемер;
4 – термопара;
5 – адресуемый конвертер;
6 – модуль аналогового ввода;
7, 8, 9 – индуктивные сенсоры

Действующая система контроля не отвечает современным требованиям ни с точки зрения оперативности, ни с точки зрения достоверности получаемых результатов. С целью преодоления этих отрицательных факторов в 2008 году специалистами предприятия ООО

«ТЕХНОРОС» (г. Красноярск) на рудниках и обогатительной фабрики заполярного филиала ОАО «ГМК «Норильский никель» (г. Норильск) реализована СККР, фактически интегрируемая в действующие схемы транспортировки и контроля качества руд.

Список литературы

1. Авторское свидетельство № 1066317. Опубл. 1982.
2. Металлы и сплавы. Анализ и исследование. Методы атомной спектроскопии. Атомно-эмиссионный, атомно-абсорбционный и рентгенофлуоресцентный анализ: Справ. / В.И. Мосичев, Г.И. Николаев, Б.Д. Калинин; Под ред. В.И. Мосичева. — СПб.: НПО «Профессионал», 2006. — 716 с. Стр. 613 – 632.

К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ

И. Г. Щеглович, В. В. Цветков, М. Ю. Чепелев (научные руководители)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: MuratovAV@kipr.vorstu.ru

Рассматриваются используемые методы многокритериальной оценки параметров. Проводится анализ традиционных методов многокритериальной оценки и безусловных критериев предпочтения.

При разработке современных многокомпонентных систем подавляющее количество составляющих этих систем необходимо оценивать несколькими параметрами, характеризующими важные, с точки зрения лица принимающего решение, характеристики этих компонентов или частей. Иначе говоря, существуют m показателей качества этих составляющих, по которым необходимо выбрать лучший экземпляр.

Рассматривается задача многокритериальной оптимизации вида

$$f_i(x) \to \max_{x \in D},\ f_i : D \to R, i = 1,...,m; D \subseteq R^m \qquad (1)$$

Таким образом, предполагается, что задано m функций или функционалов f_i, отображающих множество D n-мерных векторов $x=(x_1, ..., x_n)$ во множество вещественных чисел R. Здесь предполагается, что выбор оптимальных значений x производится не во всем n-мерном пространстве R^m, а лишь в пределах некоторого его подмножества D. Например, можно интерпретировать (1) как задачу оптимального выбора параметров $x_1, ..., x_n$, некоторой системы (например, подсистемы отображения информации системы видеонаблюдения некоторой интегральной системы безопасности), качество которой оценивается показателями $f_1, ..., f_n$.

В этом случае ограничение $x \in D$ отражает технологические и иные возможности реализации тех или иных значений x_i.

Кроме того, часть ограничений может формироваться на основе имеющейся априорной информации, позволяющей исключить из рассмотрения заведомо неудачные варианты x_i .

Рассмотрим традиционные методы многокритериальной оптимизации, сводящие процесс многокритериального выбора (1) к некоторому однокритериальному отбору.

Метод главного критерия. В методе главного критерия в качестве целевой

функции выбирается один из функционалов f_n, например f_1, наиболее полно с точки зрения разработчика отражающий цель принятия решения. Остальные требования к результату, описываемые функционалами $f_2, f_3, \ldots, f_n$ учитываются с помощью введения необходимых дополнительных ограничений. Таким образом, вместо задачи (1) решается другая, уже однокритериальная задача вида

$$f_i(x) \to \max_{x \in D'},\ f_i : D' \subseteq D \subseteq R^n;$$
$$D' = \{x \in D / f_i(x) \geq t_i, i = 2, \ldots, m\} \qquad (2)$$

Формально получается более простую задачу поиска максимума функционала на новом допустимом множестве D'. Добавились ограничения вида $f_i(x) > t_i$ показывающие, что разработчик может не добиваться максимальных значений для функционалов $f_2, f_3, \ldots, f_n$ сохраняя требование их ограниченности снизу на приемлемых уровнях. Важно понимать, что переход от задачи (1) к задаче (2) вовсе не есть переход от одной эквивалентной задачи к другой. Произошло существенное изменение исходной постановки задачи, которое в каждой конкретной ситуации требует отдельного обоснования, так как возможны трудности, связанные с возможным наличием нескольких «главных» критериев, находящихся в противоречии друг с другом. Кроме того, не всегда ясен алгоритм выбора нижних границ t_i. Их необоснованное задание может привести, в частности, к пустому множеству D'.

Метод линейной свертки. Это наиболее часто применяемый метод «скаляризации» (свертки) задачи (1), позволяющий заменить векторный критерий оптимальности $f=(f_1, \ldots, f_n)$ на скалярный $J : D \to R$. Он основан на линейном объединении всех частных целевых функционалов $f_1, \ldots, f_n$ в один:

$$J(x) = \sum_{i=1}^{m} \alpha_i f_i(x) \to \max_{x \in D}; \alpha_i > 0, \sum_{i=1}^{m} \alpha_i = 1 \qquad (3)$$

Весовые коэффициенты α_i могут при этом рассматриваться как показатели относительной значимости отдельных критериальных функционалов f_i. Чем большее значение мы придаем критерию f_i., тем больший вклад в сумму (3) он должен давать и, следовательно, тем большее значение ее, должно быть выбрано. При наличии существенно разнохарактерных частных критериев обычно бывает достаточно сложно указать окончательный набор коэффициентов α_i исходя из неформальных соображений, связанных, как правило, с результатами экспертного анализа.

Метод максиминной свертки. Обычно применяется в форме

$$J(x) = \min f_i(x) \to \max_{x \in D}$$

Здесь, в отличие от метода линейной свертки, на целевой функционал $J(x)$ оказывает влияние только тот частный критерий оптимальности, которому в данной точке x соответствует наименьшее значение соответствующей функции $f_i(x)$. И если в случае метода линейной свертки, возможны неудовлетворяющие значения некоторых параметров за счет достаточно высоких значений остальных целевых функционалов, то в случае максиминного критерия производится расчет "на наихудший случай", и по значению $J(x)$ можем определить гарантированную нижнюю оценку для всех функционалов $f_i(x)$. Этот факт расценивается как преимущество максиминного критерия перед методом линейной свертки.

При необходимости нормировки отдельных частых целевых функционалов, т.е. приведение во взаимное соответствие масштабов измерения значений отдельных функционалов $f_i(x)$, используется следующая форма максиминного критерия:

$$J(x) = \min_i \alpha_i f_i(x) \to \max_{x \in D} \qquad (4)$$

где весовые коэффициенты α_i, удовлетворяют требованиям (3).

Подбирая различные значения α_i , можно определенным образом воздействовать на процесс оптимизации, используя имеющуюся априорную информацию.

Из вышесказанного видно, что ни один из методов, представленных выше, не позволяет выделить единственное оптимальное решение.

Важнейшее значение при исследовании задач (1) имеет принцип Парето и связанные с ним понятия эффективного (Парето-оптимального) и слабо эффективного решения.

Многокритериальный выбор. Предположим теперь, что «качество», или «полезность», исхода оценивается не одним числом, а несколькими. Иначе говоря, предполагается, что существует несколько показателей качества решения, описываемых частными целевыми функциями

$$f_k : Y \to R,\ k = 1,2,...,m,$$

которые требуется максимизировать либо минимизировать в соответствие с определенной задачей.

В данном методе используются следующие отношения доминирования:

$$(y_i, y_j) \in R_p \leftrightarrow \forall k : [f_k(y_i) \geq f_k(y_j)] \wedge [f(y_i) \neq f(y_j)];$$

$$(y_i, y_j) \in R_s \leftrightarrow \forall k : [f_k(y_i) > f_k(y_j)]$$

Здесь $f=(f_1, f_2, \ldots, f_n)$. Отношение доминирования R_p называется отношением Парето, а R_s — отношением Слейтера.

Исходя из вышесказанного определяется, что для некоторой точки $y_0 \in Y$ не существует более предпочтительной по Парето точки, т. е. такой точки y, что $(y, y_0) \in R_p$ то тогда точка y^0 называется эффективным или Парето-оптимальным решением многокритериальной задачи

$$f_k(y) \to \max(\min),\ k = 1,2,...,m;\ y \in Y$$

Множество, включающее в себя все эффективные элементы множества Y, обозначается $P_f(Y)$ или просто $P(Y)$ и называется множеством Парето для векторного отношения

$$f : Y \to R^m,\ f = (f_1, f_2, ..., f_n)$$

Очевидно, $P(Y) \subseteq Y$. Множество $P(f)=f(P(Y))$ называется множеством эффективных оценок. Смысл введенного понятия эффективного решения состоит в том, что оптимальный исход следует искать только среди элементов множества недоминируемых элементов $P(Y)$ (принцип Парето). В противном случае всегда найдется точка $y \in Y$, оказывающаяся более предпочтительной с учетом всех частных целевых функций $f(y)$.

При этом, бинарное отношение R_p является антирефлексивным, и транзитивным. Отсюда следует, что R_p — частичный строгий порядок на Y.

Обычно цель решения многокритериальной задачи (1, 5) состоит в выделении множества Парето $P(Y)$. При отсутствии дополнительной информации о системе предпочтений пользователя большего сделать нельзя.

Рассмотрим оптимальность отношения по Слейтеру.

Точка $y' \in Y$ называется слабо эффективным решением многокритериальной задачи, или решением, оптимальным по Слейтеру, если не существует более предпочтительной по Слейтеру точки, т. е. такой точки y, что $(y, y') \in R_S$ Иначе говоря, исход «y'» называется слабо эффективным, если он не может быть улучшен сразу по всем m критериям, задаваемым с помощью частных целевых функций (2). Множество слабо эффективных элементов обозначается или просто $S(Y)$. Очевидно, $S(Y) \subseteq Y$, $R(Y) \subseteq S(Y)$.

Введение понятия слабо эффективного решения вызвано, в частности, тем, что в результате многокритериальной оптимизации часто получаются именно эти решения, представляющие, вообще говоря, меньший интерес, чем эффективные решения.

Точно так же, как и в однокритериальных задачах выбора, цель решения многокритериальной задачи может быть сформулирована как задача построения ядра отношения доминирования R_p (отношения Парето).

Таким образом, задание целевых функций для оценки качества исходов, в случае многокритериального выбора, может порождать различные системы предпочтений, выраженные на языке бинарных отношений. При этом задача построения ядра оказывается эквивалентной либо задаче построения множества максимизаторов скалярной целевой функции, либо задаче построения множества Парето для векторной целевой функции.

Решения, соответствующие различным наборам весовых коэффициентов, являются равноправными элементами множеств эффективных и слабо эффективных решений, ядра соответствующих бинарных отношении (отношений Парето и отношений Слейтера), т.е. и являются искомыми решениями. Однако с практической точки, а также в системах автоматизированного проектирования часто требуется выбрать единственное решение. Для этого должна привлекаться некоторая дополнительная информация о предпочтениях лица, принимающего решения. Принцип Парето в том смысле позволяет лишь максимально сузить класс возможных претендентов на решение и исключить из рассмотрения заведомо неконкурентоспособные варианты.

Список литературы

1. Подиновский В.В,, Ногин В.Д, Парето-оптимальные решения многокритериальных задач, М.: Наука, 1982. -256с.

2. Черноруцкий И.Г. Методы принятия решения. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 416 с.: с ил.

3. Черноруцкий И.Г. Методы оптимизации и принятия решения. – СПб.: Лань, 2001.416 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ВИБРОАКУСТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ВЕРТОЛЕТА МИ-8

Д. В. Токуреев, А. И. Громыко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26;
E-mail: grom@ire.krgtu.ru

В докладе рассмотрены возможности использования виброакустической диагностики наиболее важных узлов вертолета МИ-8 с позиций предвзлетной поверки на безопасность полета. Приведены экспериментальные данные записи виброакустической шумов подшипников несущего винта вертолета.

В настоящее время увеличение ресурса и повышение надежности машин и механизмов во многих отраслях техники осуществляют переходом на их эксплуатацию по фактическому состоянию, а это возможно только при наличии эффективных методов и средств диагностирования.

Отечественный и зарубежный опыт показывает, что внедрение средств текущего контроля и диагностики является одним из важнейших факторов повышения экономической эффективности использования машин и механизмов в народном хозяйстве. Назначение экспресс диагностики — не только выявление, но и предупреждение отказов и неисправностей, поддержание эксплуатационных показателей в установленных пределах, прогнозирование состояния в целях полного использования до ремонтного и межремонтного ресурса.

Стремление сократить время простоя обуславливает необходимость, приводит регламентный контроль оборудования. Одним из таких методов контроля является виброакустическая (акустическая) диагностика [1].

Метод акустической диагностики основан на том, что материалы при механическом нагружении генерируют акустические волны в ультразвуковом диапазоне частот задолго до начала разрушения материала. Источником сигналов являются процессы зарождения и развития трещин, перестройки кристаллической структуры материала, коррозийного растрескивания, течи и др. Эти сигналы распространяются в материале в соответствии с законами акустики и при помощи звукозаписывающей аппаратуры записываются и обрабатываются на ПВЭМ с помощью специально разработанных алгоритмов.

В данной статье рассмотрим метод акустической диагностики подшипников качения вертолета МИ-8, а именно главного и хвостового редукторов [2].

В нагруженном подшипнике можно фиксировать четыре основные частоты:

- внешней обоймы подшипника;
- внутренней обоймы,
- частоты вибраций сепаратора
- частоты тел качения.

Частота перекатывания тел качения по внешней обойме находим из равенства (часто в литературе обозначаемая BPFO) [1]:

$$F_н = \frac{N_{тк}}{2} \cdot F_1 \cdot \left(1 - \frac{D_{тк}}{D_c}\right) \cdot \cos\varphi$$

где $N_{тк}$ - количество тел качения в одном ряду подшипника;

F_1 - оборотная частота вращения ротора;

$D_{тк}$ - диаметр тела качения;

D_c - средний диаметр сепаратора;

φ - угол контакта тела качения с обоймой.

Основные требования для исследования следующие:

- подшипник должен быть нагружен достаточным усилием, близким к номинальному;
- дефектная зона должна периодически проходить через зону нагрузки подшипника;
- в механизме не должно быть других источников акустических сигналов с частотой, равной частоте дефектов;
- микрофон должен быть расположен достаточно близко к нагруженной зоне подшипника;
- частотные параметры датчика должны соответствовать рабочим параметрам механизма;

- регистратор акустических сигналов должен обеспечивать, после обработки, получение спектра акустического сигнала с разрешением не меньше 1600 - 3200 линий.

Самым эффективным методом обнаружения дефектов на ранних стадиях являются диагностика по спектральным составляющим. Поэтому наиболее предпочтительным является использование в практике этого метода диагностики дефектов подшипника, т. к. он менее остальных подвержен различным помехам и в результате имеет большую достоверность.

Рассмотрим особенности проявления дефектов подшипников на спектрах акустических сигналов. Их несколько:

- наличие на временном акустическом сигнале явно выраженных периодических ударных процессов;

- наличие в спектре сигнала большого количества несинхронных компонент, или, беря за базу оборотную частоту ротора, гармоник с дробными номерами. Частоты этих гармоник определяются подшипниковыми соотношениями;

- наличие в спектре широкополосных энергетических горбов вблизи подшипниковых частот и частот собственных резонансов элементов механической конструкции.

На данном этапе исследования была произведена экспериментальная запись акустических шумов основных агрегатов вертолета Ми-8.

Экспериментальная запись акустических шумов вертолета производилась согласно структурной схемы представленной на рис. 1, где приняты следующие обозначения:

М1 и *М2* - пьезокерамические микрофоны;

К – переключатель;

АЦП - аналоговый цифровой преобразователь;

ПЭВМ - персональная электронная вычислительная машина.

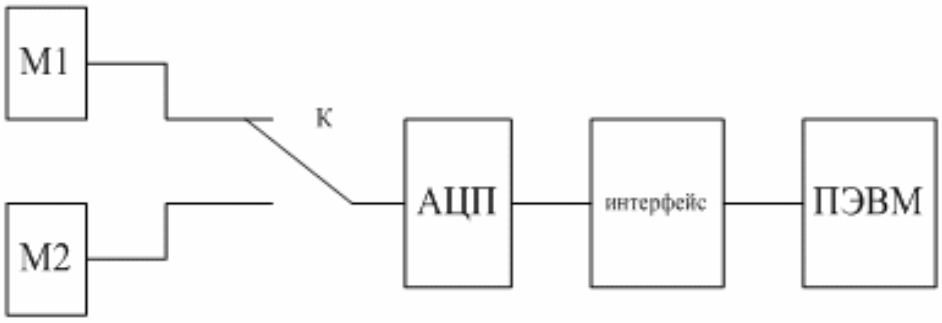


Рис. 1. Структурная схема устройства записи акустических шумов вертолета МИ – 8

Микрофоны *М1* и *М2* крепились непосредственно на корпусах главного и хвостового редукторов.

Переключателем *К* осуществляли выбор записи шумов с главного редуктора либо с хвостового.

С выхода *АЦП* преобразованный аналоговый сигнал в цифровой код, с частотой дискретизации 20 кГц, поступает на вход ПЭВМ расположенной на борту вертолета Ми-8.

Запись акустических шумов осуществлялась в двух режимах:

1 – в режиме работы двигателя вертолета на стоянке.

2 – в режиме зависания вертолета на высоте 5 м.

Статистический анализ записанных реализаций акустических шумов выполнялся при помощи типовой программы (Matlab v 6.5). Были вычислены спектральные плотности

распределения акустических шумов записанных в режимах 1, 2.

Результаты статистической обработки приведены на рисунках 2 и 3.

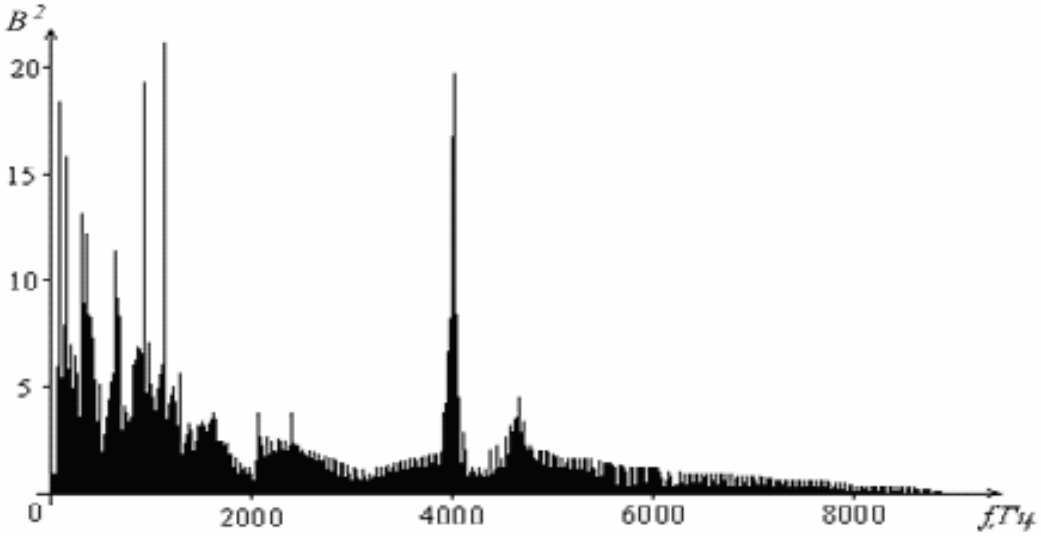


Рисунок 2. Энергетический спектр акустических шумов подшипников качения хвостового редуктора

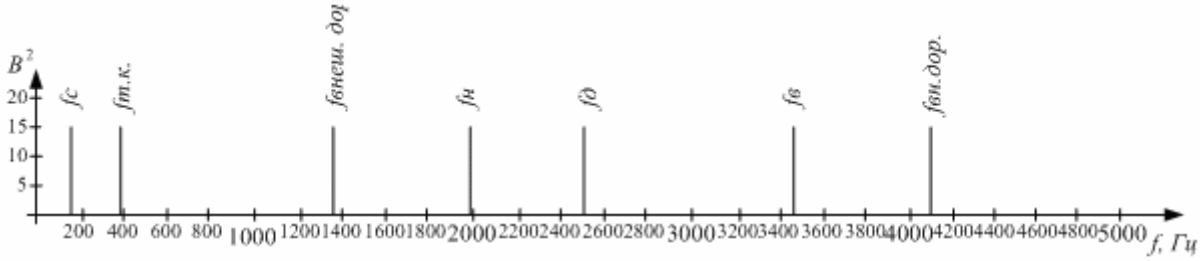


Рисунок 3. Собственные частоты подшипника качения № 3286208 хвостового редуктора МИ-8

fc – частота сепаратора; *fm.к.* – частота тел качения; *fн* – частота мелькания по наружному кольцу; *fв* – частота мелькания по внутреннему кольцу; *fд* – частота формы дефекта тел качения; *fви.дор.* – частота формы дефекта внутренней дорожки; *fвнеш.дор.* – частота формы дефекта внешней дорожки

Из графиков (рис. 2, 3) видно что у подшипника (типа: 3286208) проявляются дефекты «изменение формы внутренней дорожки *f*вн.дор.» и «изменение формы внешней дорожки *f*внеш.дор.».

Из выполненных расчетов и экспериментальных данных можно сделать заключение в возможности экспресс диагностики дефектов вертолета Ми-8 при подготовке его к эксплуатации на основе анализа спектральной плотности акустических шумов.

В дальнейшем планируется более углубленное исследование данного метода диагностирование и разработка программы обработки и анализа зарождающих дефектов подшипников.

Список литературы

1. Баркова Н. А. Введение в виброакустическую диагностику роторных машин и оборудования: Уч. пособие. – СПб. : Изд. СПбГМТУ, 2003. – 158 с.

2. Данилов В. А., Железняк И.И., Мордик В. В. Эксплуатация и ремонт вертолета МИ-8. – М.: Машиностроение, 1980. – 213 с.

МЕДИЦИНСКИЙ ПРИБОР ДЛЯ ОБЕЗБОЛИВАНИЯ В ПЕРИОД СНА

А. В. Селиванов, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: fynjy86@mail.ru

Электрический прибор, управляемый биоритмами пациента, используемый для обезболивания в период сна.

Объективность методов электрофизиологических исследований, их высокая информативность и хорошая воспроизводимость получаемых результатов в сочетании с минимально возможным воздействием на обследуемого определили их широкое распространение в клинической практике.

На сегодняшний день в медицине существует много электронного оборудования, следящего за состоянием пациента. Функционирование этих приборов возможно только под наблюдением медперсонала. Появляется задача создания приборов не только наблюдающих состояние пациента, но и автоматически проводящих медицинские процедуры без участия медперсонала.

Примером может служить процедура обезболивания и физиотерапии повреждённых тканей организма токами низкой частоты при лечении остеохондрозов, мышечных травм и других заболеваний во время сна пациента. Это особенно важно, если боль не даёт человеку уснуть.

С изменением состояния человека (в результате умственной нагрузки, эмоционального напряжения, сна, бодрствования и т. п.) в электроэнцефалограмме (ЭЭГ) происходит смена доминирующего ритма: с пробуждением и активизацией деятельности усиливаются более высокочастотные биоритмы, а с переходом ко сну они замещаются низкочастотными. Помимо биоритмов, различают нерегулярную, или аритмическую, активность мозга, состоящую из волн различной длительности и амплитуды в виде групп волн и комплексов, амплитуда которых внезапно нарастает и падает. Пример ЭЭГ приведён на рис 1.

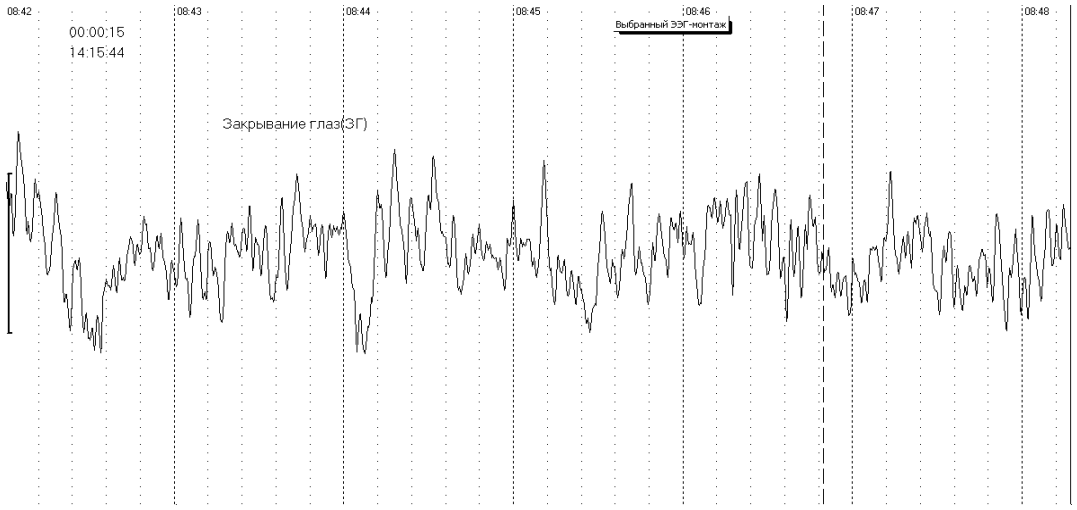


Рис. 1. Вид типовой ЭЭГ

Альфа-ритм (α) - частота 8-13 Гц, амплитуда 50-300 мкВ. Наблюдается в следующих состояниях: покоя, спокойного бодрствования, длительной монотонной деятельности.

Бета - ритм (β) - имеет частоту 13-34 Гц и амплитуду 5-30 мкВ. Он отвечает состоянию бодрствования.

Гамма - ритм (γ) - имеет частоту 34-55 Гц и амплитуду 3-100 мкВ. Он соответствует эмоциональному возбуждению.

Тета - ритм (θ) - частота 4-8 Гц, амплитуда 20-100 мкВ. Этот ритм соответствует сну со сновидениями.

Зависимость распределения энергетического спектра доминирующих биоритмов позволяет по информации из ЭЭГ в реальном времени оценивать активность и состояние человека, т.е. точно определять в состоянии (сна, бодрствования или промежуточном, между сном и бодрствованием), находится человек.

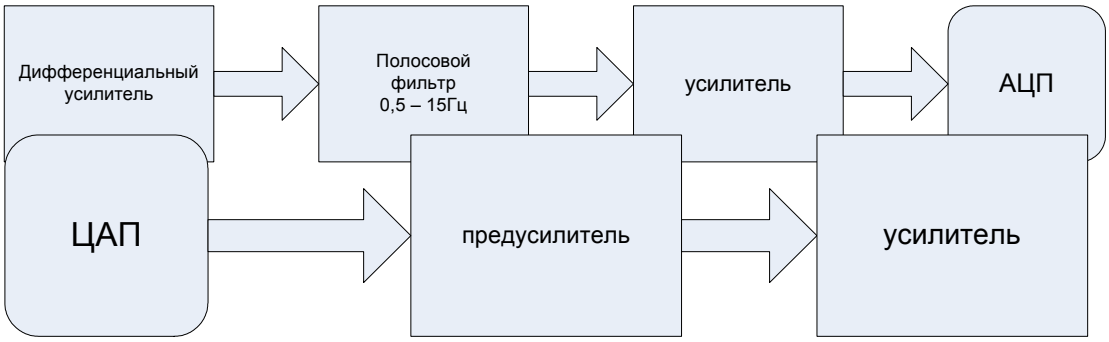


Рис. 2. Блок-схема аналоговой части прибора

Рис. 3. Функциональная схема, реализованная на микроконтроллере

Используя этот факт создан макет прибора, способный регистрировать начало пробуждения человека. Особенно это становится важным, когда пробуждение происходит из-за болевых ощущений, так–как есть возможность на ранних этапах появления болевых

ощущений оперативно произвести обезболивание тем или иным способом, к примеру, методики электросна, ВЧ полей, электрофорез и т.д.

Цифровая часть макета реализована на микроконтроллере MSP430 содержащем необходимую для обработки сигналов периферией. Так же на основе активных фильтров создан входной аналоговый тракт, производящий предварительное усилении сигнала и его фильтрацию. Блок-схема аналоговой и цифровой части приведен на рисунках 2 и 3. На рис. 3 входной сигнал проходит дифференциальный усилитель, происходит предварительное усиление полезного сигнала и подавление синфазной помехи. Далее сигнал фильтруется и поступает на АЦП. Вся цифровая часть работает в режиме реального времени. Проведенные испытания показали, что чувствительность прибора составляет 2 мкВ. С выхода АЦП сигнал поступает на перестраиваемые цифровые фильтры, после чего вычисляется энергия сигнала в полосе частоты фильтра. Далее, математический аппарат производит обработку полученных энергий сигнала, результатом является принятие решения о состоянии пациента. В ходе исследований обнаружены сложности с работой прибора в стадии REM-сна.

В состоянии REM-сна пациент видит сны, эта стадия сопровождается движениями глаз, что приводит к появлениям всплесков в принимаемом прибором сигнале. В качестве параметра для оценки состояния человека выбрано отношение энергий альфа и тэтта ритмов, так как этот параметр этих ритмов обеспечивает наиболее точное определение состояние пациента.

Основным вопросом в разработке прибора является создание математического аппарата для точного определения состояния пациента. работы прибора в период REM-сна.

На данном этапе работы проводятся испытания макета прибора. Изучаются зависимость биоритмов во время смен стадий сна.

Список литературы

1. Пат. № 2271839 C1 /«Медицинский прибор для обезболивания в период сна».// Шайдуров Г. Я.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ГАЗОВЫЙ АНАЛИЗАТОР КАК СРЕДСТВО ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

К. В. Афанасьев, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул.Киренского, 26
E-mail: kras06@list.ru

В данной статье рассматривается система мониторинга окружающей среды на основе полупроводниковых газовых сенсоров.

Интенсивное развитие промышленности привело к тотальному загрязнению окружающей природной среды. Особенно остро экологическая ситуация обстоит на урбанизированных территориях, характеризующихся сосредоточением не только производственных комплексов, но и основной части населения. Контролирующие организации не справляются с тем объемом, который подлежит непрерывному контролю. Территории близ крупных городов также подвергаются опасности загрязнения. Многие

предприятия в целях получения прибыли не соблюдают требования по ограничению вредных выбросов, что приводит к росту заболевания населения городов. Таким образом, проблема окружающей среды урбанизированных территорий является весьма актуальной на сегодняшний день.

Одним из основных инструментов, позволяющих сохранить и обеспечить условия, необходимые для существования человека и других живых организмов, является экологический мониторинг. Существующая на сегодняшний день система мониторинга загрязнения окружающей среды основана, как правило, на использовании химических методов анализа [1, 2]. Хорошо оборудованные передвижные, либо стационарные лаборатории имеются далеко не везде. Для постоянного мониторинга вредных выбросов в атмосферу, на сегодняшний день требуется оборудование, которое будет проводить непрерывный мониторинг, собирать полученную информацию для органов контроля и надзора. Решением данной проблемы может послужить система, построенная на полупроводниковых газовых сенсорах[3].

В основе работы полупроводниковых газовых сенсоров лежит изменение проводимости чувствительный слоя (смеси оксидов металлов) при хемосорбции на его поверхности молекул химически активных газов (рис. 1). Такие сенсоры (газоанализаторы) применяют для определения горючих газов (H_2, CH_4, пропана), а также O_2, CO_2 и др. Селективность анализа достигается варьированием состава чувствительный слоя и его температуры (при помощи встроенного нагревателя).

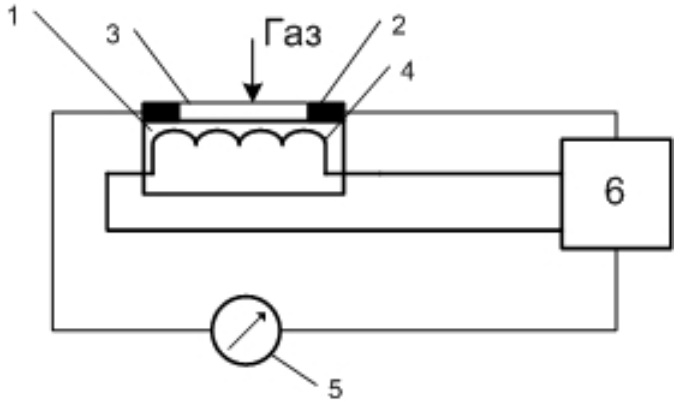


Рис. 1. – Полупроводниковый окисный газоанализатор:
1 – подложка; 2 – контакты; 3 – чувствительный слой; 4 – нагревательный элемент;
5 – вторичный прибор; 6 – источник напряжения

Рассматриваемая система предполагает непрерывный мониторинг вредных выбросов. Данные от газоанализаторов, поступающие на сервер, служат для контроля вредных выбросов, расчет платы за превышение вредных выбросов и контроля предельно-допустимых концентраций вредных веществ, регулирования количества вредных выбросов с предприятий, путем оптимизации рабочих режимов(настройка котлов сгорания угля на ТЭЦ). На рисунке 2 представлена структурная схема системы мониторинга. Блок обработки данных с чувствительным элементом представляет собой полупроводниковый газоанализатор. Данные на сервер поступают по проводным или беспроводным каналам связи. Сервер осуществляет сбор и обработку полученной информации. С использованием нормативно-технической базы возможно построение системы с заданными порогами допустимых вредных выбросов, при превышении которых формируется сигнал о количестве превышения и месте расположения газоанализатора, зафиксировавшего превышение. . При сопоставлении получаемых данных со временем и определением местоположения появляется возможность выявления особо загрязненных мест, состава загрязняющих компонентов для принятия мер по их уменьшению.

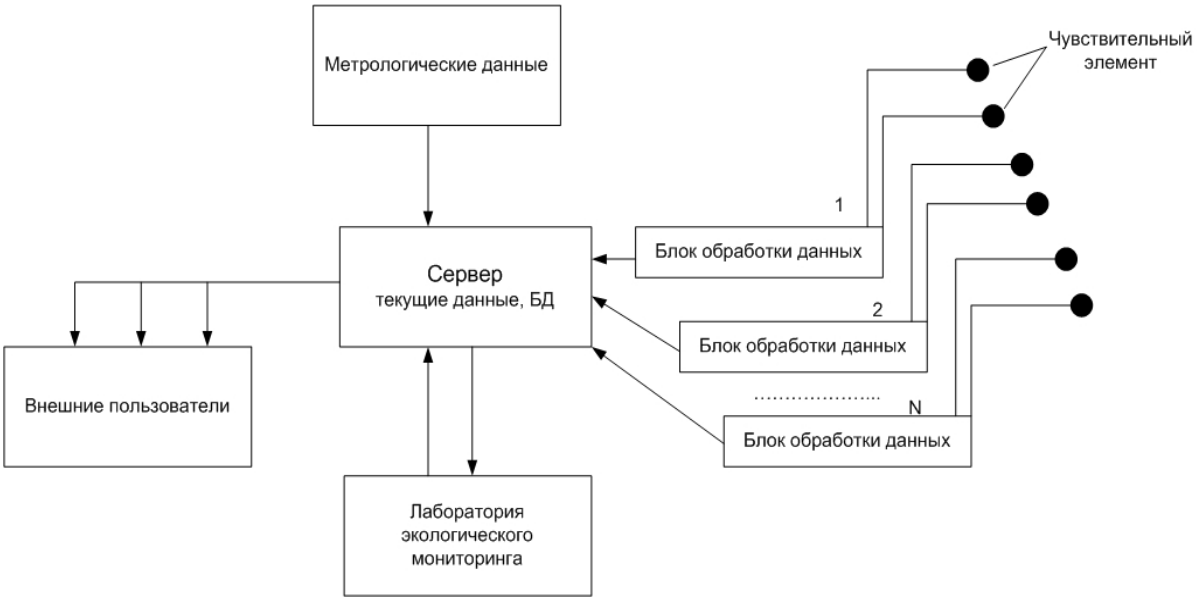


Рис. 2. Структурная схема системы мониторинга вредных выбросов

Газоанализаторы устанавливаются как стационарно на предприятиях, жилых домах промышленных районов, так и на транспорте (железнодорожный, городской). Для мониторинга воздушных бассейнов лесов, сельского хозяйства, городских свалок –возможно применение полупроводниковых сенсоров на беспилотных летательных аппаратах. Высота полета беспилотного аппарата значительно ниже пилотируемой техники, что позволяет сенсору зафиксировать вредные выбросы загрязняющих компонентов. При настройке сенсора на основные компоненты, образуемые при горении (CO,CO2, CxHy) с их помощью возможно зафиксировать очаги лесных пожаров, что послужит для служб природоохраны альтернативой стандартных методов контроля.

С точки зрения экономической составляющей, данная система значительно дешевле передвижных испытательных лабораторий, имеет возможность работы в автоматическом режиме, и существенно упрощает процесс контроля и мониторинга. В зависимости от количества установленных газоанализаторов, настроенных каждый на конкретный вид вредного выброса складывается более точная информация о составе атмосферного воздуха. К недостаткам можно отнести периодическое загрязнение чувствительного слоя газового сенсора, необходимость настройки сенсора для выявления конкретного загрязнителя (изменение температуры нагревательного элемента), более низкая чувствительность в сравнении с лабораторными анализами.

Список литературы

1. Белкина О.А., Калуцков В.Н. Ландшафтные аспекты загрязнения природной среды // Вестник МГУ. Сер. 5. География. – 1982. – № 3. – С. 78–81.

2. Биоценотическая характеристика хвойных лесов и мониторинг лесных экосистем кортостана // автор. коллектив. – Уфа: Гилем, 1998.

3. А. Федоров, А. Лукьянченко. Журнал «Мир и безопасность». – № 4. – 2004.

4. Васильев А.А. Физико-химические принципы конструирования газовых сенсоров на основе оксидов металлов и структур металл/твердый электролит/полупроводник. Автореф. дис. на соиск. уч. ст. д-ра техн. наук. – М., 2004.

СЕКЦИЯ «ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

БЕСКОНТАКТНАЯ УПРАВЛЯЕМАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВЧ НАНОСХЕМ

В. П. Гнитиев, А.Ф. Копылов (научный руководитель),
Н. А. Алексеева (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, Красноярск, пр.Свободный, 76
E-mail: kopAPh @yandex.ru

В настоящей работе представлена управляемая микрополосковая линия передачи (УМПЛ), выполненная на полупроводниковой подложке из арсенида галлия или кремния с активным слоем полупроводника. Изменение электрофизических характеристик активного полупроводникового слоя под действием внешнего электрического поля приводит к управлению характеристиками распространяющейся в линии передачи электромагнитной СВЧ волны. В отличие от представленного ранее теми же авторами варианта такой УМПЛ, в настоящем варианте внешнее управляющее электрическое поле создается не парой омических контактов к активному слою полупроводника, а наводится с помощью управляющего электрода, вынесенного за пределы УМПЛ. Такое расположение управляющего электрода позволяет избежать существенного влияния системы управляющих электродов на характеристики СВЧ сигналов, передаваемых по линии. Высокочастотный электрод УМПЛ по-прежнему образует к активному слою полупроводника контакт Шоттки, либо отделен от этого активного слоя структурой металл – диэлектрик – полупроводник (МДП). Приведена конструкция УМПЛ и эквивалентная схема для анализа параметров и характеристик этой линии. Кратко изложены принципы и механизмы работы УМПЛ, позволяющие осуществлять электрическое управление её параметрами. Исследование параметров и характеристик УМПЛ проводится с помощью специально разработанного пакета прикладных программ численного анализа. Полученные результаты расширяют возможность использования линии такого типа в качестве базового элемента для реализации СВЧ устройств с управляемыми частотными характеристиками для построении современных наноэлектронных СВЧ схем в соответствии с принципами функциональной наноэлектроники.

В настоящей работа предложен вариант решения ряда схемотехнических проблем, возникающих при проектировании пассивных элементов СВЧ твердотельных интегральных схем с нанометрическими размерами (СВЧ наносхем). В частности, речь идет, во-первых, о проблемах, связанных со сложностью реализации в нанометрическом диапазоне геометрических размеров традиционных в схемотехническом плане пассивных элементов – диодов, индуктивностей, емкостей, согласующих и других СВЧ элементов. Во-вторых, существуют проблемы, связанные с формированием управляющих контактов, линий и других элементов, необходимых для осуществления управления параметрами СВЧ устройств, и их существенным влиянием на характеристики линий передачи СВЧ.

Предлагаемый в настоящей работе вариант УМПЛ не содержит управляющих контактов и определен нами как **бесконтактная управляемая микрополосковая линия** (БУМПЛ). Эта конструктивная особенность отличает БУМПЛ от описанной ранее нами же [1] **управляемой микрополосковой линии** (УМПЛ), содержащей пару управляющих контактов (например, омических или Шоттковских) для подачи на них напряжения постоянного тока для осуществления изменения (управления) параметрами активного слоя полупроводника и, соответственно, параметрами распространения электромагнитных СВЧ волн в линии.

Как и в ранее предложенных на основе УМПЛ ряде активных СВЧ элементов [1-7], в предлагаемом варианте, вместо построения устройств на основе дискретных СВЧ элементов, объединенных далее в некую схему, выполняющую определенную функцию (например, фазовращателя, аттенюатора и т.п.), предполагается использовать подход, основанный на использовании универсального базового элемента (“функционального элемента”). На основе такого элемента возможно построение устройства, выполняющего

конечную функцию в силу физических особенностей принципов его работы, а не на основе объединения дискретных элементов в общую схему. Классическим примером базового элемента функциональной электроники, например, является пьезоэлектрический резонатор, который выполняет частотоизбирательные функции не из-за того, что содержит индуктивность и емкость, соединенные последовательно или параллельно между собой, а в силу своих природных физических свойств. Применение подходов и устройств функциональной электроники, на наш взгляд, позволяет избежать решения сложных схемотехнических проблем при реализации СВЧ микро- и наносхем, особенно в коротковолновой части этого диапазона. Такие подходы в СВЧ электронике были известны и ранее, и в своё время их характеризовали общим термином “функциональная электроника” [8].

На рис. 1 *а* показана бесконтактная УМПЛ. Она содержит: отрезок микрополосковой линии передачи 1, образующий к активному полупроводниковому слою арсенида галлия либо контакт Шоттки, либо МДП-структуру 2, активный слой полупроводника 3, сформированный на полуизолирующей полупроводниковой подложке 4. Подложка 4 имеет металлизацию 5 обратной стороны, которая, кроме заземления по СВЧ, несет также функцию одного из управляющих по постоянному току электродов. Над рабочей частью поверхности микрополосковой линии 1 расположен второй управляющий по постоянному току электрод 6. Такая конструкция и расположение второго управляющего электрода 6, естественно, носит схематичный характер и требует детального уточнения при реализации того или иного функционального элемента на основе БУМПЛ.

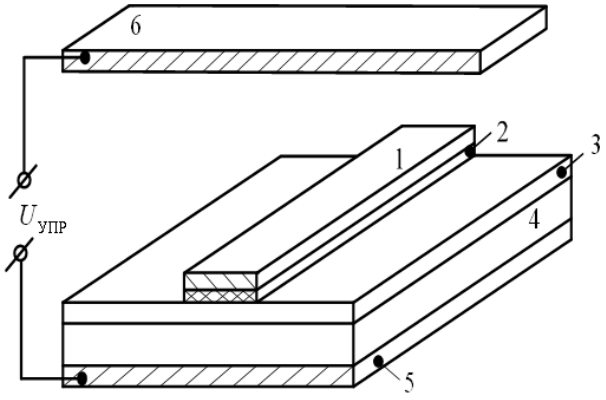


Рис. 1 *а*. Бесконтактная управляемая микрополосковая линия передачи на полупроводниковой подложке

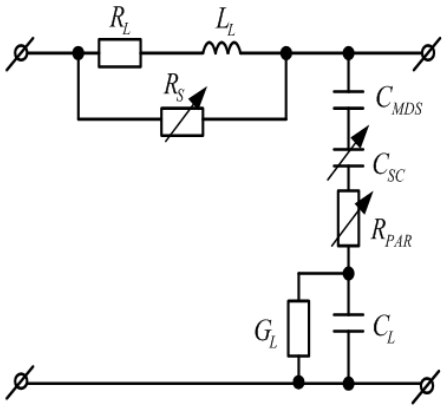


Рис. 1 *б*. Эквивалентная схема бесконтактной УМПЛ

Управление параметрами распространяющейся в БУМПЛ СВЧ волны осуществляется подачей между электродами 5 и 6 управляющего напряжения постоянного тока $U_{УПР}$.

На рис.1 *б* показана эквивалентная схема БУМПЛ, полностью совпадающая с ранее представленной эквивалентной схемой УМПЛ [1]. Она по-прежнему представляет собой комбинацию эквивалентной схемы обычной микрополосковой линии передачи и подключенных к ней элементов, обусловленных наличием активного полупроводникового слоя. На этом рисунке обозначены: погонные параметры обычной линии передачи без активного полупроводникового слоя $L_Л$, $C_Л$, $G_Л$, $R_Л$ – погонная индуктивность, емкость, проводимость потерь, сопротивление потерь, соответственно; $R_П$ – погонное сопротивление активного слоя полупроводника под полоской линии передачи в

направлении, совпадающем с направлением распространения электромагнитной волны в УМПЛ; $C_{\text{МДП}}$ – емкость МДП – структуры под полоской линии передачи; $R_{\text{ПАР}}$ – погонное сопротивление активного слоя полупроводника под полоской линии передачи в направлении, перпендикулярном направлению распространения СВЧ волны, обусловленное неполным перекрытием проводящей части активного полупроводникового слоя областью пространственного заряда под полоской линии. Кратко принцип работы УМПЛ можно изложить следующим образом. При изменении управляющего напряжения между омическими контактами меняются параметры среды распространения СВЧ сигнала в активном слое полупроводника УМПЛ и появляется возможность управления этими параметрами и, соответственно, характеристиками распространения сигнала в линии. При этом, если обеспечить преимущественное изменение сопротивления активного полупроводникового слоя в направлениях продольном $R_{\text{П}}$ и поперечном $R_{\text{ПАР}}$ направлению распространения электромагнитной волны в линии при относительно слабом изменении емкости $C_{\text{БШ}}$, то удастся реализовать аттенюатор с относительно небольшим изменением фазы, и, наоборот, при преимущественном изменении емкости $C_{\text{БШ}}$ и относительно небольших вариациях $R_{\text{П}}$ и $R_{\text{ПАР}}$ следует ожидать реализации преимущественного функций вариатора ФЧХ и ГВЗ-характеристик при относительно небольшом изменении амплитуды проходящего через УМПЛ СВЧ сигнала.

Заметим, что показанная на рис. 1 *а* БУМПЛ больше соответствует конструкции управляемой линии принятой нами для неё эквивалентной схемы рис. 1 *б*, в которой наличие управляющих контактов никак не учитывается.

На основе БУМПЛ возможна реализация целого ряда пассивных СВЧ устройств: частотоизбирательных структур типа резонаторов и фильтров с управляемой добротностью [2, 3]; смесителей сигналов СВЧ в интегральном исполнении [4]; электрически управляемых аттенюаторов, фазовращателей и весовых устройств управления амплитудами и фазами для фазированных антенных решеток (ФАР) [5]; корректоров фазочастотных характеристик и частотных характеристик дельта-ГВЗ (изменения группового времени запаздывания) [6, 7].

Для анализа УМПЛ был создан соответствующий пакет прикладных программ для численного анализа частотных характеристик УМПЛ (зависимостей амплитуды, фазы и группового времени запаздывания от частоты при фиксированных значениях потенциала в канале УМПЛ) и характеристик управления теми или иными параметрами линии (зависимостей АЧХ, ФЧХ и ГВЗ от потенциала канала УМПЛ на фиксированных частотах), позволяющий моделировать параметры линии и исследовать её свойства.

Список литературы

1. Копылов, А.Ф., Гнитиев, В.П. Электрически управляемая микрополосковая линия как базовый элемент для реализации СВЧ-наносхем / Сб. научн. ст. “Современные проблемы радиоэлектроники”.-Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2008.-с. 95-97.

2. Попов, А.Р., Копылов, А.Ф., Пеньков, В.М. Резонатор сантиметровых волн с управляемой добротностью / Сб.тез.докл. X Всесоюзной научной конф. по СВЧ электронике. Минск, Т.2, 1983, с.78-79.

3. Попов, А.Р., Копылов, А.Ф., Шестаков, А.А. Интегральный СВЧ фильтр с управляемой АЧХ / Сб. тез. докл. Всесоюзной научно-технич. конф. “Проблемы интегральной электроники СВЧ”, Ленинград, 1984, с.85.

4. Попов, А.Р., Копылов, А.Ф., Пеньков, В.М., Фенькова, Н.Б. Интегральный СВЧ смеситель на арсениде галлия / Сб. тез. докл. Всесоюзной научно-технич. конф. “Проблемы интегральной электроники СВЧ”. Ленинград, 1984, с.183.

5. Копылов, А.Ф. Использование управляемой линии передачи для реализации весового устройства ФАР / Материалы 46-й научно-технич. конф.,посвящ. Дню радио “Актуальные проблемы развития радиотехники, электроники, связи”. Ленинград, 1991, с.16-17.

6. Копылов, А.Ф., Мисливченко, А.С. Разработка модели электронно-управляемого СВЧ корректора группового времени запаздывания / Сб. научн. ст. “Современные проблемы радиоэлектроники”.-Красноярск: Сибирский федеральный университет; Политехнический институт, 2007.- с. 214-216.

7. Копылов, А.Ф., Кирпиченков, А.А. Исследование электронно-управляемого СВЧ корректора группового времени запаздывания / Сб. научн. ст. “Современные проблемы радиоэлектроники”.-Красноярск: Сибирский федеральный университет; Политехнический институт, 2007.- с. 209-211.

8. Попов, А.Р., Копылов, А.Ф., Никитин, В.В, Дегилевич, С.Н. Функционально-волновые устройства обработки информации на СВЧ / В кн.: Автоматизация устройств и систем сверхвысоких частот. Материалы Всесоюзного совещания-семинара. Красноярск, 1984, с. 70-75.

АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ХЭШИРОВАНИЯ ДЛЯ БЛОКОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ ДАТЧИКОВ

А. В. Коршунов, В. М. Дьяконов (научный руководитель)

Московский государственный институт электронной техники (технический университет)
korshun@gmail.com

Важнейшей характеристикой при разработке узлов беспроводных сетей является потребляемая мощность. Для уменьшения энергопотребления необходимо разрабатывать новые решения для всех функциональных блоков узлов беспроводной сети (микросенсора, блока обработки данных, блока памяти и радиопередатчика). Другим важнейшим аспектом, из-за ненадежности беспроводной передачи, является необходимость интеграции в конечное решение функций реализующих проверку целостности и подлинности передаваемых данных. В данной работе рассматриваются методы построения модуля, формирующего пакеты данных для беспроводной передачи. Для реализации проверки целостности и подлинности передаваемых данных используются хэш-функции. При проектировании узлов беспроводной сети необходим правильный выбор и оптимальная реализация алгоритмов хэширования с точки зрения энергопотребления, а быстродействие конечного решения отходит на второй план. В рамках работы разработаны Verilog-описания функциональных блоков, реализующих хэш-функции NH и PH. Выполнен их синтез на базе технологических библиотек с нормами 0,13 мкм. Анализ энергопотребления показывает, что при частоте 100 МГц (максимальное быстродействие) энергопотребление для блока PH меньше чем для блока NH на 38%, а при частоте 500 кГц (рабочая частота) - на 54%.

Беспроводные сети датчиков (Wireless Sensor Network, WSN) позволяют осуществлять наблюдения за окружающей природой или крупными искусственными объектами. WSN позволяют разместить до нескольких тысяч маленьких беспроводных датчиков на объекте, для измерения необходимых параметров. При этом в каждом узле сети необходимо разместить – чувствительный элемент, блок обработки данных, память, источник питания и беспроводной передатчик. Кроме того, при массовом производстве появятся такие требования, как дешевизна, масштабируемость сети, простота обслуживания и монтажа[4].

Такие особенности, как минимальные размеры, отсутствие проводных линий связи, скорость развертывания, позволяют использовать WSN очень широко. Примерами использования являются – контроль уровня радиации, загрязненности, контроль за

животными, тревожная сигнализация для больших пространств. Особенности работы требуют максимального времени работы от автономного источника питания ограниченной емкости, например аккумулятора. Для того чтобы минимизировать уровень энергопотребления такие устройства должны иметь малый рабочий интервал, а большую часть времени отключены или находится в режиме ожидания. Частотный диапазон их радиопередатчиков должен быть очень ограничен, чтобы снизить энергопотребление, что влечет за собой ограниченные возможности для связи узлов между собой, из-за снижения максимальной дальности передачи. Для построения надежной сети необходимо создавать сеть базовых станций, каждая из которых объединяет несколько датчиков, а сами базовые станции объединялись в единую сеть. При таких условиях небольших источников питания будет достаточно для надежной работы датчиков в составе сети.

Большинство существующих решений создано с использованием в качестве источников питания батарей. Ограниченный срок службы батарей, очень сильно влияет практичность таких устройств, поскольку необходимо производить обслуживание в случае разряда источника питания. В результате появляются ограничения на размещение датчиков только в доступных для обслуживания местах, а также ограничения на срок службы. Кроме того, при использовании очень большого числа узлов, плановое обслуживание может стать экономически нецелесообразным.

Будущее в развитие беспроводных сетей датчиков лежит в использовании оборудования, работающего без использования стандартных батарей. Вместо этого такие устройства будут получать энергию из окружающей среды в различной форме (тепло, свет, вибрации) и преобразовывать ее в электрическую. В принципе именно необходимость использования батареи является основным препятствием для интеграции таких датчиков во все сферы нашей жизни.

Обеспечение безопасности

С развитием технологий построения беспроводных сетей и их широким внедрением в промышленность появляются требования к защищенности системы. Основными функциями которыми должна обладать защищенная система являются: ограничения доступа, проверка подлинности и целостности данных, конфиденциальность, масштабируемость. Криптографические функции являются основными функциональными блоками для реализации этих возможностей.

Для обмена данными в беспроводных сетях важнейшими задачами являются проверка подлинности сообщения и целостность полученных данных.

1) *Подлинность:* При использовании WSN возможность проверки подлинности информации очень важна. На пример при диспетчеризации крупных инженерных объектов подделанное злоумышленником сообщение может вызвать принятие неверного решения диспетчерской службой, что может привести к техногенной катастрофе. Реализацию проверки подлинности можно обеспечить, используя коды проверки подлинности сообщения (Message Authentication Code, MAC), ключевые хэш-функции и цифровые подписи

2) *Целостность:* Для всех задач необходимо гарантировать целостность передаваемых данных. Беспроводная передача данных очень ненадежна, особенно для маломощных передатчиков. Кроме того злоумышленник может попытаться изменить передаваемые данные во время работы системы. Реализация проверки целостности осуществляется теми же средствами что и проверка подлинности.

Хэш-функции

Хэш-функция ставит в соответствие сообщению любой длины цифровую подпись определенной длины. Эта подпись может быть использована для проверки целостности сообщения. Хэш-функция, включающая определенный секретный ключ, называется кодом подлинности сообщения (MAC). И позволяет обеспечить проверку не только

целостности, но и подлинности сообщения. Семейство универсальных хэш-функций обеспечивает доказуемый уровень безопасности и может быть использовано для построения MAC с определенным уровнем защищенности. В ходе я работы мы выбрали универсальные хэш-функции NH и PH. Каждая хэш-функция предполагает фиксированный размер входных данных. Более длинные входные строки разделяются, а более короткие дополняются до необходимой длины. Размер куска определяет величину подписи, и не зависит от длины исходного сообщения.

NH является новым семейством хэш-функций для проверки подлинности и основывается на умножении и сложении по модулю. Алгоритмы NH и PH позволяют работать с блоком данных любого фиксированного размера. Для наших задач полагаем, что блок равен 64 бит.

NH является универсальной хэш-функцией. Реализация NH предполагает разбитие исходного сообщения на блоки фиксированного размера (64 бит), для четных и нечетных блоков выполняется операция сложения по модулю 2 с секретным ключом такой же размерности. Результаты сложения последовательно перемножаются. А последний сумматор складывает последовательно все блоки исходного сообщения.

Алгоритм PH предполагает упрощение исходного алгоритма, при котором происходит замена целочисленного сложения, на операции над полиномами GF(2). Что позволяет избавиться от полноценных сумматоров на простейшие элементы XOR, а также исключить цепи переноса.

Энергопотребление КМОП СБИС

В КМОП СБИС источники энергопотребления разделяются на 2 основные составляющие:

1) Динамическая мощность, рассеиваемая в момент переключения схемы. Определяется зарядкой и перезарядкой нагрузочных емкостей, а также мощностью сквозных токов, протекающих между шинами земли и питания в момент переключения, когда n- и p-канальные транзисторы находятся в открытом состоянии. Зависит от частоты работы схемы и переключательной активности

2) Статическая мощность, рассеиваемая в стационарном состоянии. Определяется утечками в обратносмещенных диодах и подпороговыми токами. Зависит от физических параметров библиотеки и площади схемы.

Практически все время развития микроэлектроники преобладающей была динамическая составляющая, однако, при переходе к топологическим нормам менее 100 нм на первый план стала выходить статическая мощность[1]. Поэтому необходимо разработка новых методов оптимизации энергопотребления при проектировании КМОП СБИС.

Существуют методы снижения мощности для всех уровней проектирования СБИС [3], но наша работа сосредоточена на 2-х уровнях, для которых существуют следующие методы:

1) Схемотехнический уровень – масштабирование напряжения питания, использование библиотечных элементов с двойным пороговым напряжением, масштабирование базовых элементов.

2) Архитектурно-логический уровень – выравнивание задержек путей распространения сигналов, управление цепями синхронизации, изоляция операндов, управление цепями питания, предвычислительная логика, конвейеризация и параллеллизация.

В ходе разработки цифровых блоков проверки целостности и подлинности. Создавалось Verilog-описание пригодное для логического синтеза и использовании в маршруте разработки ЦБИС на стандартных ячейках. При разработке описания для всей схемы были реализованы блоки управления синхронизацией и отключения цепей питания

в зависимости от работы схемы. При построении блоков хэширования реализованы предвычислительная логика и факторизация.

Кроме того, использовались возможности оптимизации потребляемой мощности в САПР Synopsys Power Compiler. Данный пакет позволяет осуществлять логический синтез с оптимизацией энергопотребления, осуществляя постоянную реструктуризацию, получаемого в процессе синтеза, списка цепей.

Практическая реализация

Для достижения максимальной энергоэффективности реализация алгоритмов выполняется с использованием маршрута проектирования устройств с пониженным энергопотреблением САПР Synopsys [2].

В ходе работы выполнен синтез Verilog-описаний функциональных блоков в САПР Synopsys Design Compiler. Использовалась библиотека с нормами 0,13 мкм. Анализ энергопотребления проводился для рабочих частот 100МГц (максимальное быстродействие) и 500кГц (рабочая частота для беспроводных датчиков). Результаты показывают, что энергопотребление блока PH, меньше чем NH на 38% при 100МГц, и на 54% при 500кГц. Причем для низкой частоты основной становится статическая мощность – 84%.

Список литературы

1. Henzler, S. Power Management of Digital Circuits in Deep Sub-Micron CMOS Technologies / S. Henzler. – New-York: Springer, 2006, 183 p.

2. Bhatnagar, H. Advanced ASIC Chip Synthesis Using Synopsys / H. Bhatnagar. – Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2001, 360 p.

3. Rabaey J., Pedram M. Power Aware Design Methodologies / J. Rabaey, M. Pedram. – New-York: Springer, 2002, 544 p.

4. Otis B., Rabaey J. Ultra-Low Power Wireless Technologies for Sensor Networks / B. Otis, J. Rabaey. – New-York: Springer, 2007, 184 p.

МИКРОАКСЕЛЕРОМЕТР НА ОСНОВЕ ТУННЕЛЬНОГО ЭФФЕКТА

П. С. Маринушкин

Сибирский Федеральный Университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: marinushkin_ps@mail.ru

Приводятся результаты теоретических исследований туннельного микроакселерометра. На основе полученных передаточных функций проведено имитационное моделирование работы туннельного микроакселерометра в пакете MATLAB. Представлены результаты компьютерного исследования модели микроакселерометра, получены качественные и количественные оценки его функционирования.

В настоящее время микроакселерометры (МА) находят все большее применение различных областях науки и техники: в акустике, автомобилестроении, робототехнике сейсмологии и навигации. При всех своих достоинствах МА обладают рядом недостатков: низкой точностью измерения, дрейфом выходного сигнала, нестабильностью масштабного коэффициента, зашумленностью выходного сигнала.

По сравнению с другими МА (емкостного, пьезоэлектрического, пьезорезистивного типов), МА на основе туннельного эффекта имеют более высокую чувствительность,

разрешение, меньший размер и массу [1]. Предел чувствительности таких акселерометров составляет $2 \cdot 10^{-8}$ *g*/Гц$^{1/2}$ на частотах менее 1 кГц. Чувствительность туннельных акселерометров ограничивается, в основном, фликкерным и термомеханическим шумами [2].

Внешний вид одной из возможных конструктивных схем туннельного МА приведен на рис. 1. Туннельный МА, содержит подложку 1, инерционную массу 2, которая расположена на некотором расстоянии от подложки с помощью системы упругих балок 3 и опорных элементов 4, гребенчатые электроды контура обратной связи 5, два электрода 6 и 7, образующие туннельные контакты. Один из этих электродов расположен на подложке, а второй – на инерционной массе.

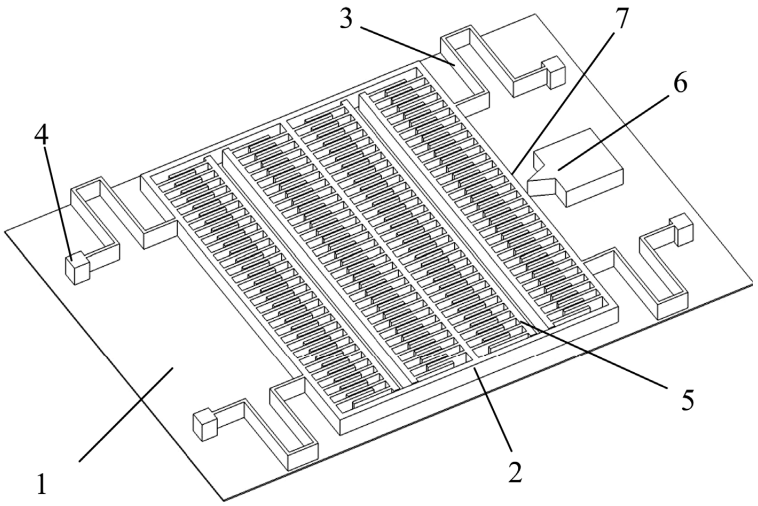


Рис. 1. Туннельный микроакселерометр

Расстояние между контактами в туннельных микроакселерометрах составляет 1 нм, ток – 1 нА при напряжениях порядка 1В. Поэтому принципиальной особенностью туннельных акселерометров является наличие петли обратной связи для поддержания расстояния между туннельными контактами. Структурная схема туннельного микроакселерометра с обратной связью приведена на рис. 2.

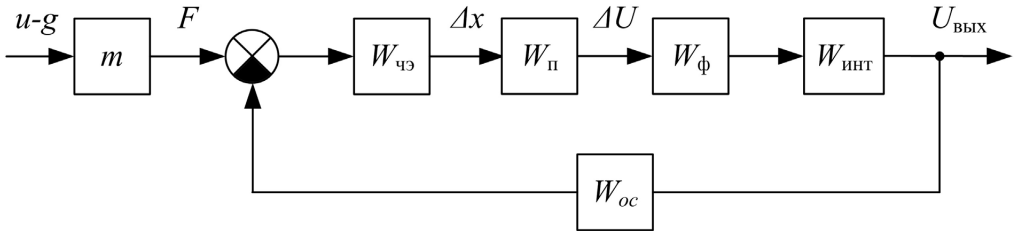


Рис. 2. Структурная схема туннельного МА с обратной связью

Передаточная функция ЧЭ микроакселерометра может быть записана в виде:

$$W_{чэ}(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2T\xi s + 1},$$

где T – постоянная времени ЧЭ, ζ – относительный коэффициент демпфирования.

Зависимость изменения величины туннельного тока при изменении расстояния между электродами туннельного преобразователя в диапазоне расстояний между

электродами 1 – 10 нм линейна и может быть описана следующим выражением:

$$\Delta I = I_0 \alpha \sqrt{\Phi} \Delta x = \frac{U_0}{R} \alpha \sqrt{\Phi} \Delta x ,$$

где U_0 – опорное напряжение, α = 1,025 эВ$^{1/2}$·А$^{-1}$, Φ – средняя работа выхода материалов острия и поверхности. Тогда передаточная функция туннельного преобразователя перемещений $W_{\text{п}}$ примет вид:

$$W_{\text{п}}(s) = \frac{\Delta U}{\Delta x} = U_0 k \alpha \sqrt{\Phi} ,$$

где k – коэффициент усиления предусилителя.

Преобразование переменного напряжения в сигнал $U_{\text{вых}}$ постоянного напряжения осуществляется с помощью фильтра нижних частот, передаточная функция которого определяется выражением:

$$W_{\text{ф}}(s) = \frac{K_{\text{ф}}}{T_{\text{ф}}^2 s^2 + 2T_{\text{ф}} \xi_{\text{ф}} s + 1} ,$$

где $T_{\text{ф}}$ – постоянная времени фильтра.

Электрический блок $W_{\text{инт}}$ представляет собой аналоговый интегратор с передаточной функцией:

$$W_{\text{инт}}(s) = \frac{1}{\tau s} ,$$

где τ – постоянная времени интегратора.

Передаточная функция канала обратной связи $W_{\text{ос}}$ имеет вид:

$$W_{\text{ос}}(\text{s}) = n \frac{4\varepsilon\varepsilon_0 s U_{on}}{h_0} ,$$

где n – число электродов в гребенке, ε – диэлектрическая проницаемость среды между электродами, ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение, h_0 – начальный зазор между электродами.

В соответствии с рис. 2 передаточная функция МА в режиме прямого измерения (без обратной связи) будет вид:

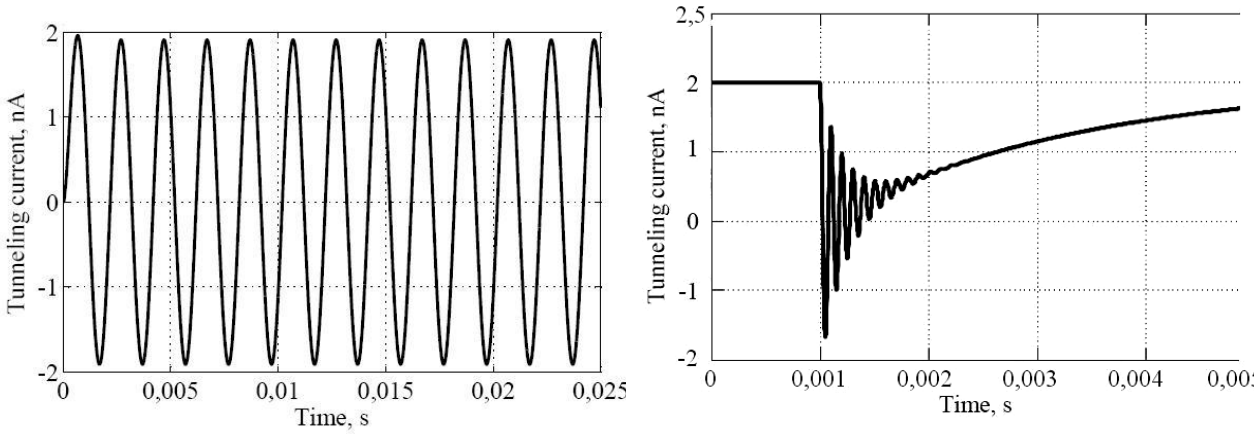
$$W_{пр}(s) = \frac{m U_0 k \alpha \sqrt{\Phi} K_{\text{ф}}}{\left(T^2 s^2 + 2T\xi s + 1\right)\left(T_{\text{ф}}^2 s^2 + 2T_{\text{ф}} \xi_{\text{ф}} s + 1\right)} .$$

Для туннельного МА в режиме компенсационного измерения (с обратной связью) передаточная функция будет иметь вид:

$$W_{к}(s) = \frac{W(s)}{1 + W_{пр}(s) \cdot W_{ос}(s)} .$$

На основе приведенных выражений в пакете MATLAB разработана структурная модель МА. Исходные данные для моделирования в MATLAB (жесткость подвеса ЧЭ, частоты собственных колебаний ЧЭ) были получены с помощью конечноэлементного моделирования ЧЭ МА в пакете ANSYS/Multiphysics. Результаты моделирования позволяют оценить частотные характеристики МА, параметры переходных процессов (быстродействие, время выхода на рабочий режим). Примеры, переходных процессов в

туннельном преобразователе, полученных в результате интегрирования уравнений динамики МА приведены на рис. 3.



а *б*

Рис. 3. Переходные процессы в туннельном преобразователе МА, соответствующие:
а – гармоническому входному воздействию амплитудой 10^{-6} g и частотой 500 Гц;
б –ступенчатому входному воздействию 10^{-6} g

Выводы. В статье рассмотрены вопросы, связанные с моделированием микроакселерометра на основе туннельного эффекта. Приведены передаточные функции, позволяющие исследовать динамику микроакселерометра и результаты компьютерного исследования модели микроакселерометра. Разработанная модель может быть в дальнейшем использована для определения наиболее оптимальных характеристик туннельного МА.

Список литературы

1) J. Wang, Y. Zhao, T. Cui, K. Varahramyan**,** Modeling and Control System Synthesis of Tunneling Accelerometer by MatLab Simulation, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2002.

2) Вопилкин Е.А., Востоков Н.В., Климов А.Ю., Шашкин В.И. и др. О возможных конструкциях датчиков туннельно-эмиссионных акселерометров. / Микросистемная техника, 2003, №5. С.3-6.

НЕКОТОРЫЕ ПРОБЛЕМЫ ПРИ СОЗДАНИИ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР

М. Г. Мустафаев

Северо-Кавказский горно-металлургический институт
(государственный технологический университет)
362000, Владикавказ, ул. Николаева, 44
E-mail: mshadow@inbox.ru

Рассмотрены некоторые проблемы и возможности создания микроэлектронных структур с повышенными характеристиками. Приведены характерные особенности развития наноэлектроники.

В небольших по размеру твердых телах и структурах начинают проявляться новые физические свойства, обусловленные квантовыми эффектами. Явления в твердотельных квантовых структурах имеют также и практическое значение, поскольку на их основе создаются новые поколения микроэлектронных и оптоэлектронных приборов.

Интерес к исследованию физических свойств полупроводниковых объектов небольшого размера обусловлен тем, что работа таких приборов основана на фундаментально новых квантовых физических эффектах и возможностью их использования в новых приборах, имеющих практическое применение.

Эволюция микроэлектронных приборов определяется требованиями к постоянному росту объема памяти интегральных схем и скорости передачи информации, повышение эффективности оптической связи и др. Этим требованиям удовлетворяют электронные приборы с повышенным быстродействием и уменьшенными размерами.

Создание нового поколения микроэлектронных приборных структур обусловлено развитием техники осаждения тонких пленок, образующих гетероструктуры и применением новых технологии – молекулярно-пучковая эпитаксия (МПЭ) и газофазная эпитаксия (ГФЭ). Метод МПЭ позволяет получать сверхтонкие пленки полупроводников и соединений, и послойно выращивать пленки.

При создании приборных структур учитываются технологические пределы, которые обусловлены тепловыделением работающего прибора и фактором разброса параметров в производственном процессе.

Гетеропереходы, представляющие собой поверхности раздела между двумя полупроводниками с различными запрещенными зонами, являются чрезвычайно важными и разнообразными блоками электронных приборов.

Биполярные транзисторы на гетеропереходах позволяют создать транзисторов с высокой степенью легирования базы, малым сопротивлением базы и малым временем пролета электронов через базовую область. Кроме того, можно уменьшать степень легирования базы, вследствие чего должна уменьшаться паразитная емкость, связанная с переходом эмиттер-база. Одновременное уменьшение сопротивления базы и емкости перехода эмиттер-база позволяет улучшить рабочие характеристики приборов на основе гетеропереходов.

Другой важной особенностью гетеропереходов является возможность создания на их основе биполярных транзисторов с базой переменного состава, в которых ширина запрещенной зоны постепенно уменьшается от эмиттера к коллектору. В такой системе создается внутренне электрическое поле, позволяющее ускорять электроны при прохождении базовой области и тем самым дополнительно повышать быстродействие транзисторов.

Биполярные транзисторы такого типа обычно создаются на основе полупроводниковых соединений $A_{III}B_V$, что обусловлено хорошими характеристиками гетеропереходов в структурах и высокой подвижностью электронов. Особенностью транзисторов на основе полупроводников класса $A_{III}B_V$ является то, что они легко интегрируются в одну схему, включающую как электронные, так и оптоэлектронные приборы.

Развитие наноэлектроники способствует уменьшению размеров элементной базы, повышению уровня технологии и созданию новых функциональных устройств.

Определяющими характеристиками являются характерные размеры элементов, физические ограничения, технология и функциональные устройства. Это позволяет установить связь характерных размеров с физическими ограничениями, необходимой технологией и функциональными устройствами.

Изменение размеров от 130 нм до 7 нм ведет к переходу от классической физики к квантовой механике и необходимости использования синергетических подходов [1].

Прогресс в микроэлектронике – повышение функциональной сложности и быстродействия – достигался за счет уменьшения размеров элементов без изменения физических принципов их функционирования (масштабирование). При переходе к наноразмерам возникает ситуация, когда все в большей мере проявляется волновая природа электронов, т.е. проявляются квантово - механические эффекты (размерное квантование, туннелирование, интерференция). С одной стороны, квантовые эффекты ограничивают возможности дальнейшего использования традиционного масштабирования, а с другой – открывают возможности создания новых функциональных элементов, позволяют использовать принципы обработки информации, характерные для биологических объектов.

Кремниевая технология, не обеспечивает требования по размерам и разбросам, предъявляемым к нанообъектам. Все большее применение получают наноструктуры и наноструктурированные материалы. Это искусственные материалы, в которых требуемая зонная структура обеспечивается выбором веществ, из которых изготавливаются отдельные слои, толщинами слоев, изменением связи между слоями. Эти подходы к полупроводниковым наноструктурам позволили создать лазеры ближнего и дальнего ИК-диапазона, фотоприемники, высокочастотные транзисторы с высокой подвижностью электронов, одноэлектронные транзисторы, различного рода сенсоры. Наряду с полупроводниковыми наноструктурами применяются и альтернативные наноматериалы: магнитные наноструктуры; молекулярные наноструктуры; фотонные кристаллы; фуллереноподобные материалы; конструкционные наноматериалы.

В магнитных многослойных наноструктурах с чередующимися ферромагнитными и диамагнитными слоями наблюдается эффект гигантского магнитосопротивления, что позволяет использовать их для создания сред со сверхплотной записью информации и новых типов датчиков магнитного поля.

Молекулярные наноструктуры являются неотъемлемой частью нанотехнологии и включают полимеры, молекулярные ансамбли и единичные молекулы.

Фотонные материалы – это упорядоченные системы, в которых имеется зонный спектр для фотонов. Примерами служат опаловые матрицы и самоорганизованные нанопористые структуры, например, на основе оксида алюминия. Такие материалы способствуют созданию низкопороговых лазеров, приемников излучения, систем управления световыми потоками, а также служат упорядоченными подложками в нанотехнологии [2].

Фуллереноподобные материалы на основе углерода и других неограниченных материалов обладают свойствами, как прочность, управляемое изменение размеров от единиц до сотен нанометров, возможность заполнения полостей молекулами газов, органических и неорганических молекул, атомов металлов, а также управляемые физические свойства, эффективная автоэмиссия.

Современные интегральные схемы содержат элементы нанометрового масштаба. Например, толщина подзатворного диэлектрика в МОП-транзисторах достигла величин 5-10 нм.

В нанотехнологии определились два главных принципа: “сверху - вниз” и “снизу - вверх”. Принцип “сверху - вниз” – это миниатюризация традиционных микроэлектронных схем до наноразмеров. Принцип “снизу - вверх” – это создание наноприборов и наноустройств, собранных из молекул или атомов.

Основу приборов молекулярной наноэлектроники составляют молекулярные кластеры или отдельные молекулы. Устройства молекулярной электроники обладают высокой плотностью элементов и рассеиваемой мощности.

Нанотехнология позволить обеспечить быстродействие процессорных систем обработки информации, увеличение емкости запоминающих устройств, снижение

времени считывания и массогабаритных характеристик устройств отображения информации, расширение диапазона частот передачи информации, что обеспечит почти мгновенную телекоммуникационную связь, ускоренную идентификацию объектов, новые возможности в кодировании и декодировании информации, расширенную мультиспектральную визуализацию.

В магнетоэлектронике существенными становятся кооперативные квантовые свойства спин-поляризованных электронных схем, составляющих основу функциональных приборов развивающейся спинтоники. Принцип магниторезистивного считывания информации и переход к наноразмерным элементам магнитной памяти позволяет реализовать динамическое энергонезависимое ОЗУ с субнаносекундным временем доступа.

При создании различных устройств используются разнообразные приложения магнетизма в электронике, такие как магнитные дискретные и аналоговые запоминающие устройства, датчики поля, ускорения и тока, постоянные магниты, спин-волновые и невзаимные оптоэлектронные компоненты сетей и систем связи, приборы магнитосиловой и ближнепольной оптической микроскопии.

Для повышения плотности записи информации в магнитных дисках применяются новые нанотехнологии: наноимпринтная литография, применение пористого оксидированного алюминия либо кремния в качестве матриц для Co, Ni, самоструктурированные полимерные слои – высаживание из раствора на металлическую пленку стеклообразующих полимеров (полистирен – поливинил - пиридин), образующих наноразмерные ламели и поры, в качестве маски. Проблемы повышения плотности записи в дискретных запоминающих устройствах связаны с тепловыми ограничениями устойчивости записанного состояния для мезоскопически малых объемов, возрастанием шумового и падением полезного сигнала при считывании информации [3].

Уменьшение размеров элементов ведет к уменьшению толщины используемых функциональных слоев (ФС). Такое развитие технологии требовало разработки процессов, основанных на новых физических и химических принципах: молекулярно-лучевой и атомарно-слоевой эпитаксии, ионной имплантации, молекулярного наслаивания, зондовых способов обработки поверхностей и их диагностики, в том числе на основе атомно-силовой микроскопии. Появились технологии, связанные с использованием разных видов радиационного стимулирования: плазмы, ионных потоков, СВЧ - излучения, фотонов различных энергий в спектральном диапазоне от рентгеновского до ультрафиолетового и даже инфракрасного излучений. Разработка таких технологий, позволяя использовать еще одну степень свободы для управления технологическим процессом, ведет к снижению температуры и, как правило, к увеличению точности воспроизведения толщины ФС и его физико-химических параметров. Все большее влияние на технологию оказывает синтез ФС и элементов из атомов, молекул или их ансамблей на принципах самоорганизации.

Такие нанопроцессы делают возможным конструирование сверхминиатюрных электронных устройств.

Список литературы

1. Елинсон М. И. Исследования физических проблем микро- и наноэлектроники в ИРЭ РАН // Зарубежная радиоэлектроника. – 1998, № 8.

2. Третьяков Ю. Д. Процессы самоорганизации в химии материалов // Успехи химии. – 2003, Т.73, № 5.

3. Андриевский Р. А. Наноматериалы: концепция и современные проблемы // Российский химический журнал. – 2002, Т.46, № 5.

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В МЭМС С ИЗМЕНЕНИЕМ МЕЖЭЛЕКТРОДНОГО ЗАЗОРА

Д. И. Остертак, В. П. Драгунов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: ostertak@ngs.ru

Приводятся результаты исследований нормальной составляющей электростатической силы в микроэлектромеханических системах (МЭМС) с изменением межэлектродного зазора. Рассчитаны зависимости ёмкости и нормальной составляющей электростатической силы, действующей между различными частями МЭМС, от величины межэлектродного зазора с учётом конечных размеров электродов и перераспределения зарядов по ним. Даётся оценка применимости расчётов на основе модели идеального плоского конденсатора.

1. Введение

Прогресс в области электроники, механики и измерительной техники, а также тенденция к миниатюризации, привели к возникновению в конце XX века новой отрасли науки – микросистемной техники (МСТ). За последние несколько лет МСТ испытала значительные изменения благодаря появлению микроэлектромеханических систем (МЭМС). Совместимость технологий МЭМС со стандартными технологиями микроэлектроники обеспечивает изготовление приборов МСТ с высокими технико-экономическими показателями.

Существует большое число различных конструкций МЭМС, управление в которых осуществляется при помощи электрических полей, поэтому возникает вопрос об оценке силовых взаимодействий в этих системах. Также, большой интерес представляет расчёт самих значений ёмкостей, например, в емкостных датчиках. Чаще всего для начальной оценки электрических сил и ёмкостей используют модель идеального плоского конденсатора (ИПК). В данной работе исследуются электростатические взаимодействия в МЭМС с изменением межэлектродного зазора и проводится анализ пределов применимости модели ИПК.

2. Модель

Для расчёта нормальной составляющей электростатической силы используем модель МЭМС (рис. 1), состоящей из двух плоских параллельных проводящих электрода, один из которых может смещаться относительно другого вдоль оси *Y*. Электроды имеют длину *a* и ширину *b* (причём $b << a$), межэлектродный зазор в отсутствии внешних сил равен *d*.

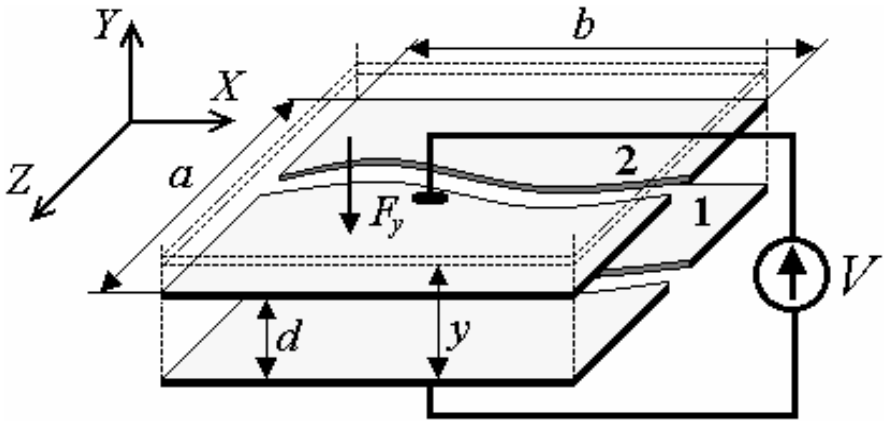


Рис. 1. Модель МЭМС используемая в расчётах:
1 – неподвижный электрод, 2 – подвижный электрод

При приложении между электродами разности потенциалов V (рис. 1) возникает электрическая сила притяжения F_y, стремящаяся уменьшить величину зазора между электродами. Для расчёта компоненты F_y может быть использована зависимость изменения ёмкости системы C от величины смещения y при постоянном напряжении или постоянном заряде на электродах. Данный метод основан на взаимосвязи силы F_y и потенциальной энергии U, а также энергии U и ёмкости C

$$F_y = -\frac{\partial U}{\partial Y}, \text{ где } U = \frac{CV^2}{2} = \frac{Q^2}{2C}. \quad (1)$$

Зависимости ёмкости C от величины смещения y находятся из решения системы уравнений, связывающих потенциалы и плотность распределения зарядов по электродам [1].

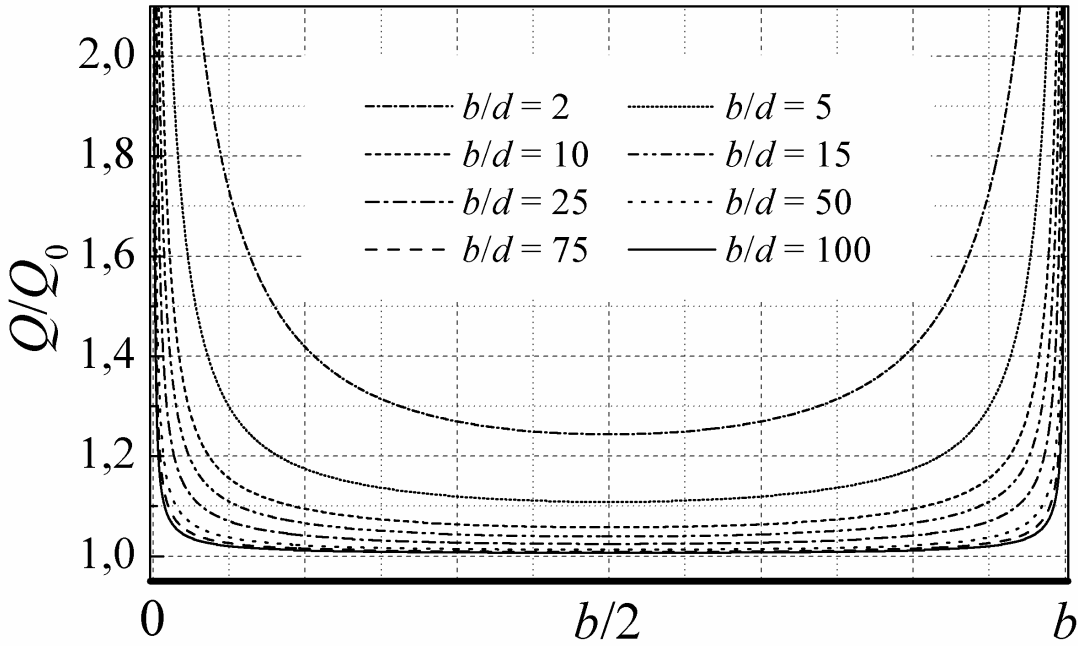


Рис. 2. Распределение заряда по ширине электрода b при различных соотношениях b/d (Q_0 – заряд, найденный по формуле ИПК)

На рис. 2 представлены распределения зарядов по электродам при различных соотношениях ширины электрода b к межэлектродному зазору d. Из данных зависимостей видно, что плотность заряда на краях электродов существенно выше, чем в центре электрода, что объясняется влиянием краевых эффектов. При уменьшении отношения b/d влияние краевых эффектов возрастает. Тем не менее, для $b/d \geq 75$ на 92% длины перекрытия электродов распределение заряда можно принимать равномерным и с погрешностью менее 5% соответствующим модели ИПК.

Зависимости нормированной ёмкости $C(y)$ от величины отношения межэлектродного зазора y к ширине электрода b приведены на рис. 3. Величины рассчитанных ёмкостей нормировались на соответствующие значения ёмкости, полученные с помощью формулы ИПК.

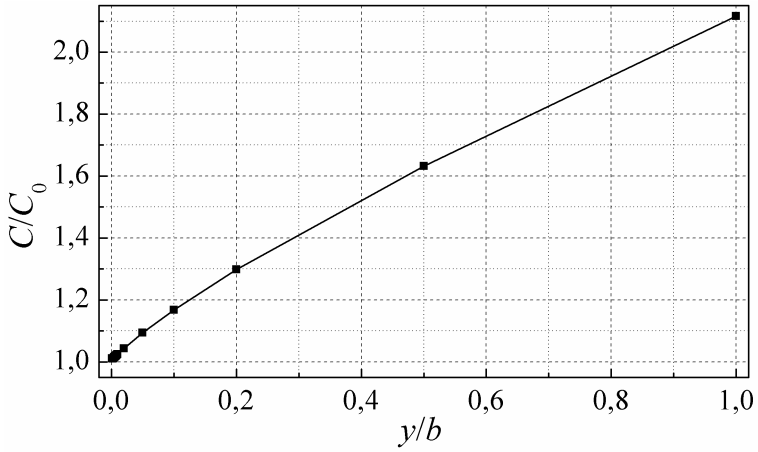


Рис. 3. Зависимость нормированной ёмкости (C_0 – ёмкость ИПК, b – ширина электрода) от величины межэлектродного зазора y

Из зависимостей рис. 3 видно, что в точке $y/b = 0$ значения ёмкостей, найденные численно и по формуле ИПК, практически совпадают, но с увеличением межэлектродного зазора разница существенно возрастает, что вызвано влиянием краевых эффектов.

Расчёты показывают, что для $y/b < 0.02$ и $y/b < 0.05$ значения ёмкостей могут быть найдены по формуле ИПК с погрешностью менее 5 и 10%, соответственно. С ростом отношения y/b, однако, погрешность расчётов по формуле ИПК растёт и при $y/b = 1$ различие между ёмкостью, найденной численно, и ёмкостью ИПК составляет 112%. Т.е., в данном случае, для расчёта ёмкости формулу ИПК использовать нельзя.

Зависимости нормальной компоненты силы F_y от межэлектродного зазора y могут быть найдены из зависимостей $C(y)$ при помощи соотношений (1). Результаты расчётов $F(y)$ при постоянном напряжении и постоянном заряде на обкладках конденсатора представлены на рис. 4а и 4б, соответственно. Величины полученных значений силы нормировались на соответствующие значения силы в точке $y/b = 10^{-3}$.

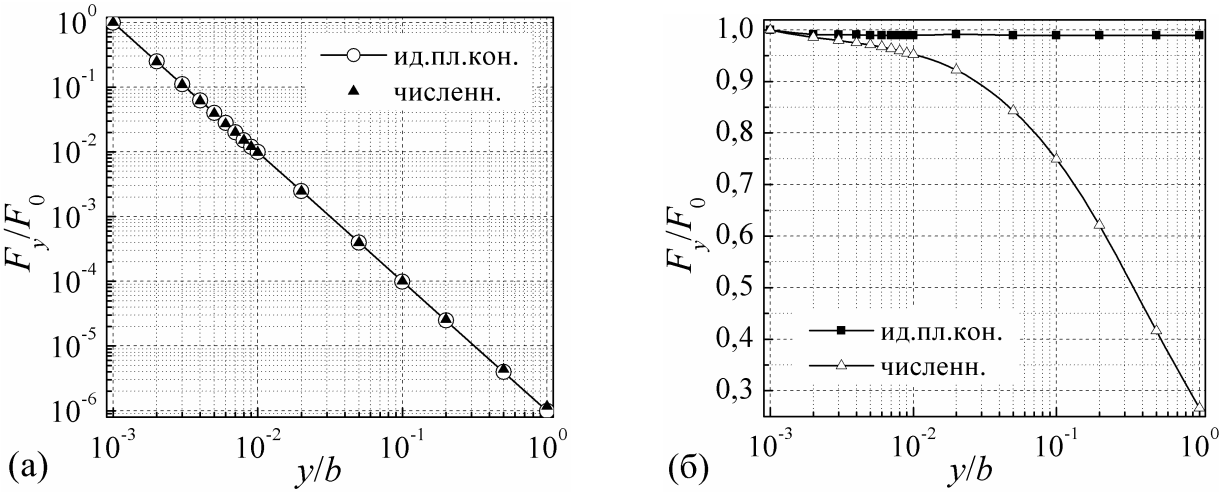


Рис. 4. Зависимости нормированной силы F_y от величины межэлектродного зазора y при постоянном напряжении (а) и постоянном заряде (б) (F_0 – значения силы в точке $y/b = 10^{-3}$)

Анализ показывает, что в случае постоянного напряжения (рис. 4а) в интервале $0 < y/b < 1$ зависимости $F(y)$ с достаточной точностью могут быть рассчитаны с использованием формулы ИПК. При этом в точке $y/b = 1$ значения F_y, полученные с использованием выражений для ИПК, и рассчитанные численно отличаются примерно на 18%.

При постоянном заряде на обкладках конденсатора для идеального конденсатора значения нормированной силы F_y остаются постоянными во всём интервале y/b, в то время как рассчитанные значения F_y с ростом y/b резко уменьшаются (рис. 4б). В результате, значения нормированной силы в точке $y/b = 1$, рассчитанные в приближении ИПК, отличаются от численно рассчитанных значений более чем на 270%.

Заключение

Рассчитаны зависимости ёмкости и нормальной составляющей электростатической силы от величины межэлектродного зазора с учётом конечных размеров электродов и перераспределения зарядов.

Показано, что плотность заряда на краях электродов может более чем на порядок превышать плотность заряда в середине электрода.

Установлено, что при использовании формулы ИПК ошибка в оценке ёмкости при изменении межэлектродного зазора в интервале $0 < y/b < 1$ может превышать 100%, что объясняется влиянием краевых эффектов. Однако при $y/b < 0.02$ и $y/b < 0.05$ значения ёмкости могут быть найдены по формуле ИПК с погрешностью менее 5 и 10%, соответственно.

Показано, что в интервале $0 < y/b < 1$ нормальная составляющая электростатической силы F_y при постоянном напряжении может быть рассчитана с использованием формулы ИПК с погрешность < 18%, а в интервале $0 < y/b < 0.5$ – с погрешность < 10%.

Установлено, что в интервале $0 < y/b < 1$ расчёт компоненты F_y в случае постоянного заряда с использованием формулы ИПК может дать ошибку более 270%. Эта ошибка станет менее 10% только для $y/b < 0.02$.

Список литературы

1. Драгунов В. П., Остертак Д. И. Расчёт латеральной составляющей электростатической силы в МЭМС // Научный вестник *НГТУ*. – 2009. – №.1.– С. 160–164.

ИМПЕДАНСНАЯ СПЕКТРОСКОПИЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

А. В. Пасько, М. А. Рыбников, Н. А. Дрокин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: drokin@iph.krasn.ru

Разработана методика измерений диэлектрических характеристик пористого кремния с помощью импедансной спектроскопии. Особенностью методики является применение особой по конструкции измерительной ячейки. Описаны способы проведения электрополевых и температурных измерений диэлектрической проницаемости пористого кремния в диапазоне частот от 500 Гц до 100 МГц. Определена эквивалентная электрическая схема. Получены зависимости ε′(f) и ε″(f) для пористого кремния.

Пористый кремний является перспективным материалом микро-, нано- и оптоэлектроники. Он представляет значительный интерес для производства светоизлучающих диодов, пористых матриц, световодов и других приборов. В последнее время были предложены новые области применения пористого кремния: создание акустических излучателей широкого диапазона, использование пористых слоев для отделения и перенесения монокристаллических кремниевых пленок на другие подложки и т.д. Это свидетельствует о том, что наука о пористом кремнии продолжает активно развиваться. В данной работе исследуются импедансные характеристики пористого кремния в широком диапазоне частот от 500 Гц до 100 МГц при температурах от 25 до 100 ˚С.

Пористый кремний получали электрохимическим травлением пластин монокристаллического кремния *p*-типа в растворах *HF*. Плотность тока составляла 10 – 50 мА/см^2, длительность процесса анодного травления не превышала 60 минут. При этом формировался слой кремния, пронизанный сеткой перпендикулярных поверхности пластины каналов с диаметром 1,35-1,48 микрон и глубиной 165 – 180 мкм (рис. 1). Измерение структурных особенностей пористого кремния осуществлялось на растровом электронном микроскопе *HITACHI TM1000*.

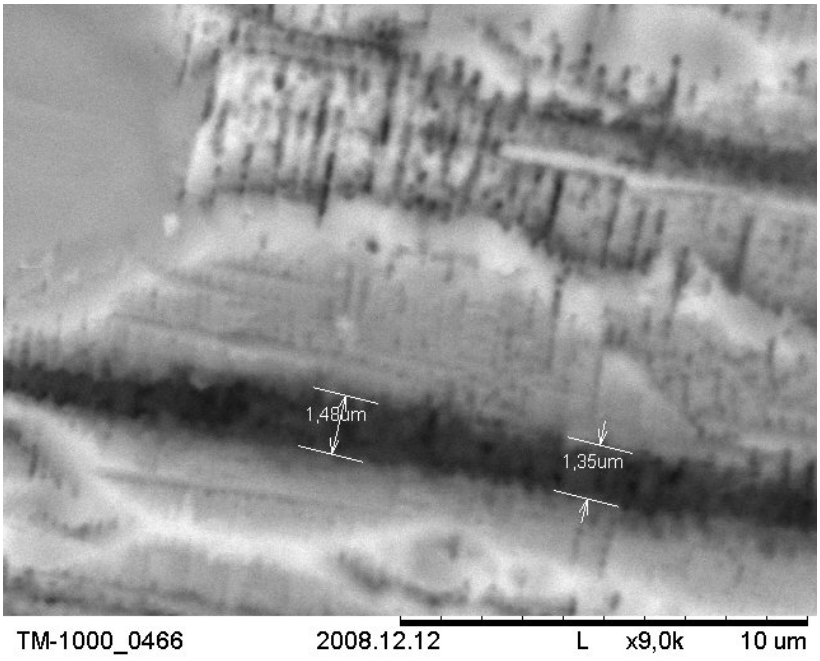


Рис. 1. Изображение скола образца *por-Si* с электронного микроскопа

Ячейка для измерений импеданса представляет собой два круглых электрода из алюминия нанесённые на стеклянную подложку. Электроды прижимались к кремниевой пластине с противоположных сторон. Один из электродов обеспечивал контакт с кристаллическим кремнием, второй с пористым кремнием. Диаметр электродов выбирался ~ 1 см. В таком варианте ячейки измеряется суммарная электрическая емкость и проводимость кристаллического и пористого кремния.

Для измерений диэлектрических и проводящих характеристик пористого кремния, ячейка подключалась непосредственно к автоматическому *RLC* метру *WK4270*, которым перекрывался частотный диапазон от 500 Гц до 1 МГц, затем ячейка подключалась к измерителю импеданса BM538, который обеспечивал частотный диапазон от 1 МГц до 100 МГц. С помощью этих приборов измерялись величины $|Z|$ (импедансное сопротивление) и φ (фазовый угол) для пористого кремния, их зависимости представлены на рис. 2.

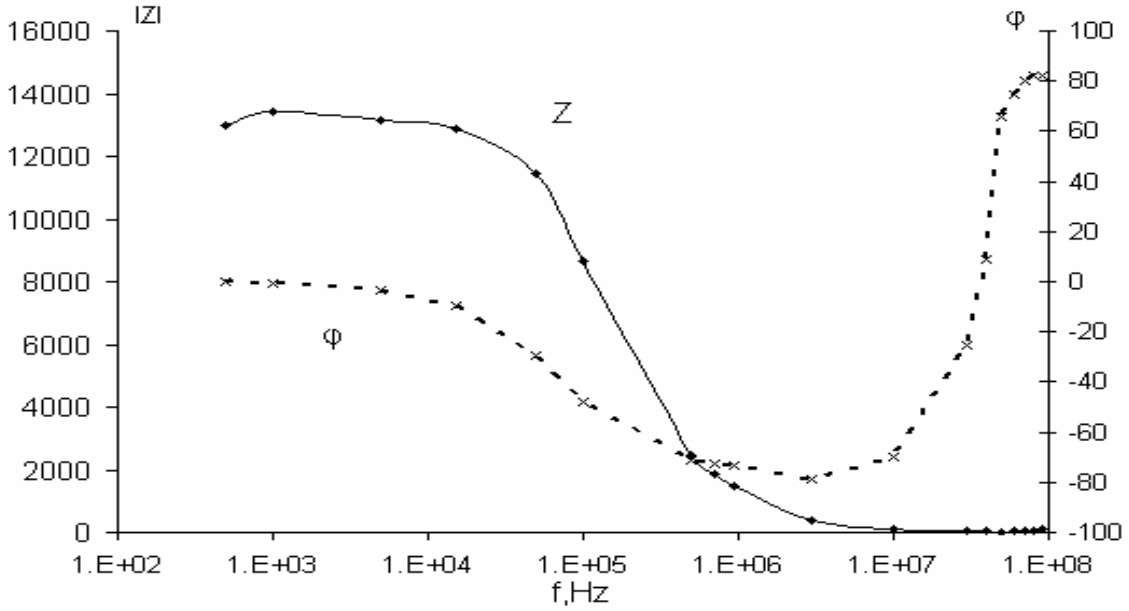


Рис. 2. Измеренные величины $|Z|$ и φ для образца *por-Si* при температуре 25˚C

Для интерпретации электрофизических процессов происходящих в пористом кремнии необходимо было определить электрическую эквивалентную схему, которая наиболее точнее описывала бы поведение исследуемых систем. Эквивалентная схема определялась, исходя из вида полученных в ходе экспериментов зависимостей мнимой части импеданса от действительной, изображенной на рисунке 3. Для этого нами использовался программный анализатор и симулятор спектров импеданса - *EIS Spectrum Analyser*.

Импеданс рассматриваемой схемы на рис. 3 представлен расчетными формулами:

для действительной части импеданса ($Re|Z|$)

$$Z` = R_1 + R_2 \Big/ \left(1 + \omega^2 C^2 {R_2}^2\right); \qquad (1)$$

для мнимой части импеданса ($lm|Z|$).

$$Z`` = \omega C^{R_2^2} \Big/ \left(1 + \omega^2 C^2 {R_2}^2\right) - \omega L / R_1 \qquad (2)$$

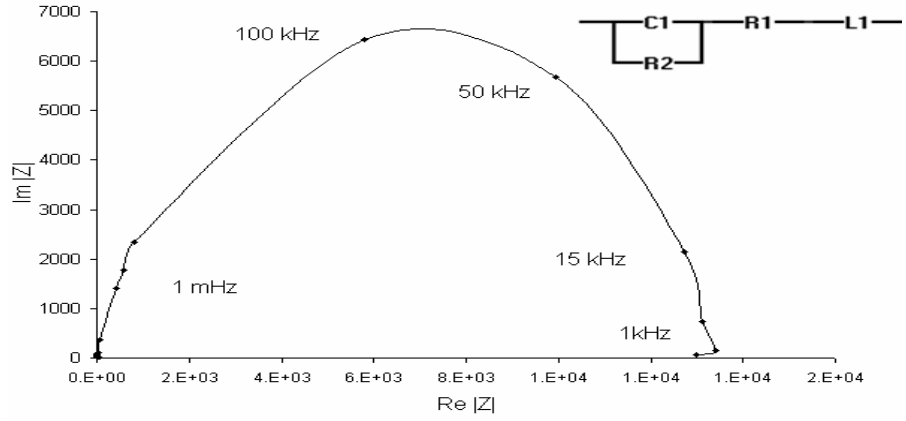
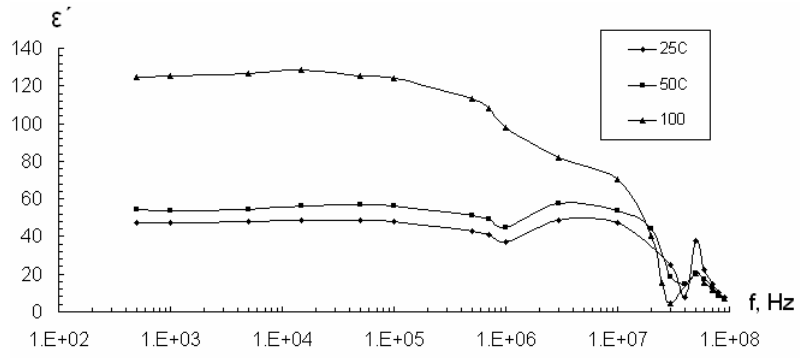
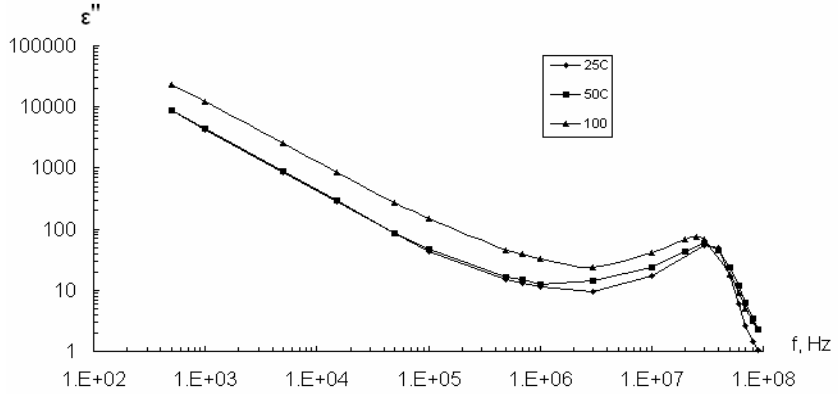


Рис. 3. измеренная зависимость мнимой части импеданса($lm|Z|$) от действительной ($Re|Z|$) для образца *por-Si*. На вставке показана эквивалентная схема исследуемой структуры

Такой вид зависимости, представленный на рисунке 3, характерен для цепи параллельно соединенных конденсатора и резистора, причем сопротивление резистора имеет весьма большое значение. Добавка, последовательно соединенные резистор и индуктивность, введена для учета влияния соединительных проводов и контактных явлений.



(а)



(б)

Рис. 4. Зависимости (а) - действительной (ε') и (б) - мнимой (ε'') диэлектрической проницаемости образца *por-Si* при температурах 25, 50 и 100 ˚С

На рис. 4 отображены зависимости действительной и мнимой диэлектрической проницаемости образца *por-Si.* Как видно из этих зависимостей обе компоненты диэлектрической проницаемости уменьшаются с ростом частоты. Максимумы в диапазоне 50-80 МГц обусловлены влиянием трудно учитываемых паразитных реактивных элементов цепи ячейки.

Большие значения мнимой диэлектрической проницаемости на рисунке 4(б) на частотах 10^2-10^5 Гц, связаны с наличием достаточно высокой электропроводности пористого кремния и могут быть аппроксимированы как $\varepsilon' = \varepsilon'' \times \delta$, где $\delta = 1/R_2$ – электропроводность.

Таким образом, показано, что диэлектрическая проницаемость пористого кремния обладает дисперсией диэлектрической проницаемости и зависит от электропроводности образца.

Список литературы

1. Балагуров Л.А. Пористый кремний: Получение, свойства, возможные применения// Материаловедение. 1998. Вып. 1. С. 50–56; Вып. 3. С. 23–45.

ЗОННАЯ СТРУКТУРА РЕЗОНАНСНОГО ДВУМЕРНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА

Н. В. Рудакова, С. Я. Ветров (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет,
институт инженерной физики и радиоэлектроники,
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: atrum528@yandex.ru

Исследована зонная структура двумерного резонансного фотонного кристалла для электромагнитных волн ТЕ-поляризации. Рассматриваемый кристалл представляет собой бесконечные по длине диэлектрические цилиндры, образующие квадратную решетку, наполненную резонансным газом. Проведенные расчеты показывают, что зонная структура спектров резонансного фотонного кристалла существенно меняется при вариации параметров системы: плотности резонансного газа, положения резонансной частоты относительно края запрещенной зоны, направления распределения электромагнитных мод в кристалле. Изучена также структура спектров дополнительного пропускания в запрещенной зоне и дополнительная запрещенная зона в сплошном спектре резонансного фотонного кристалла с учетом затухания электромагнитных мод. Указаны возможности управления спектром электромагнитных мод.

Фотонные кристаллы (ФК) представляют собой, как правило, искусственные структуры с периодически меняющейся в пространстве диэлектрической проницаемостью [1]. Периодичность диэлектрической проницаемости приводит к зонному характеру спектра фотонов, подобно тому, как периодический в пространстве потенциал приводит к зонному спектру электронов. Благодаря наличию, вследствие периодичности, фотонных запрещенных зон с низкой плотностью фотонных состояний ФК позволяют реализовать ряд интересных режимов распространения электромагнитных волн. Например, в трехмерных ФК могут существовать полные запрещенные зоны. Это означает, что в запрещенном спектральном диапазоне свет любой поляризации не может войти в ФК или выйти из него в каком-либо направлении. Другое важное свойство фотонных кристаллов –

высокая степень локализации электромагнитных волн на дефектах решетки. В этом случае в запрещенных зонах ФК возникают дефектные уровни энергии. Атом может излучить квант с частотой, соответствующей дефектному уровню. Спектральные свойства ФК можно дополнительно существенно изменять, помещая внутрь периодической структуры резонансные среды. Простейшей известной реализацией резонансного фотонного кристалла (РФК) являются слоистые структуры, состоящие из чередующихся слоев двух материалов, в качестве одного из которых рассматривается резонансно поглощающий газ. На основе ФК материалов созданы новые типы волноводов [2], предложены способы увеличения эффективности нелинейно-оптических процессов [3,4], обсуждаются идеи по развитию элементной базы оптоэлектронной техники и информационных технологий. Оказывается, что сочетание резонансной дисперсии газа с дисперсией ФК-структуры приводит к появлению дополнительных узких полос прозрачности в фотонной запрещенной зоне, а также дополнительных запрещенных зон в спектре пропускания РФК [5, 6].

В настоящей работе с помощью метода разложения по плоским волнам мы рассчитали зонную структуру резонансного двумерного фотонного кристалла, элементы которого представляют собой бесконечные по длине диэлектрические цилиндры, образующие квадратную решетку, наполненную резонансным газом.

На рис. 1 показана затравочная структура зон такой квадратной решетки с расстоянием a между соседними одинаковыми стержнями радиуса r с диэлектрической проницаемостью цилиндров $\varepsilon_1 = 11{,}56$ и матрицы $\varepsilon_2 = 1$. Фактор заполнения, то есть доля диэлектрика в фотонном кристалле, равная $f = \pi r^2 / a^2$ выбран 0,14. Такой 2D-фотонный кристалл обладает максимальной шириной запрещенной зоной, она лежит в частотном диапазоне $\omega a/(2\pi c)$ от 0,2777 до 0,4075.

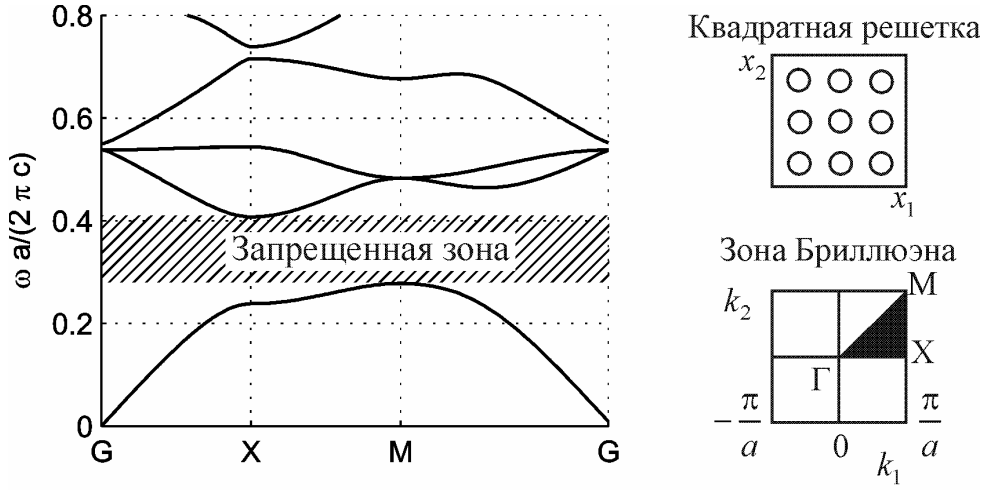


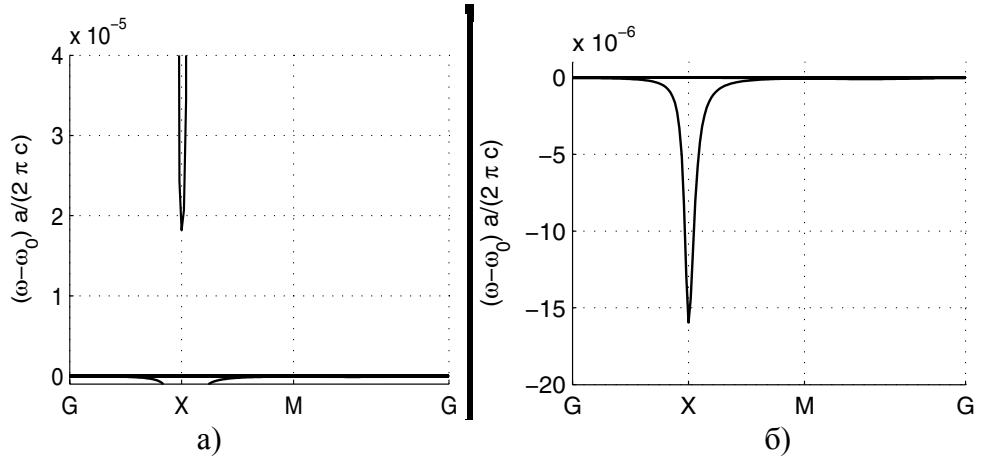
Рис. 1. Зонная структура для волн, распространяющихся в плоскости xy, перпендикулярно стержням, так, что вектор электрического поля направлен по оси z (E-поляризация). Две вставки показывают квадратную решетку и соответствующую зону Бриллюэна; неприводимая зона заштрихована

Диэлектрическая проницаемость газа в модели Лоренца дается выражением

$$\varepsilon_2 = 1 + \frac{\omega_p^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + i\gamma\omega},$$

где $\omega_p^2 = 4\pi Nfe^2/m$, e – заряд электрона, m – масса электрона, N – плотность резонансных атомов, f – сила осциллятора, γ - ширина линии, ω_0 - центральная частота резонанса, ω - частота излучения.

Учет частотной дисперсии приводит к качественным изменениям в зонной структуре затравочного спектра. Сочетание дисперсии ФЗЗ-структуры с резонансной дисперсией газа может приводить к появлению дополнительной запрещенной зоны в спектре резонансного фотонного кристалла и дополнительной полосы пропускания в запрещенной зоне. Эти эффекты иллюстрируются на рис. 2.



а) б)

Рис. 2. Фрагмент зонной структуры. Частота измеряется в единицах $\omega_G = 2\pi c/a$, $\gamma = 5\cdot 10^{-7}\omega_G$, $\omega_p^2 = 7\cdot 10^{-8}\omega_G^2$, а – резонансная частота на краю зоны $\omega_0 = 0{,}408\omega_G$, б – лрезонансная частота в запрещенной зоне $\omega_0 = 0{,}407\omega_G$

Из рис. 2а видно, что в представленном фрагменте спектра РФК появляется дополнительная запрещенная зона, если резонансная частота газа $\omega_0 = 0{,}408\omega_G$ лежит в сплошном спектре вблизи высокочастотной границы первой запрещенной зоны. Иная ситуация реализуется, если резонансная частота $\omega_0 = 0{,}407\omega_G$ лежит в запрещенной зоне ФК (рис 2б). В этом случае в запрещенной зоне появляется дополнительная узкая полоса пропускания с шириной, на порядок превышающей ширину резонансной линии γ.

При увеличении в 3 раза плотности резонансного газа затухание также увеличивается в 3 раза в случае ударного механизма уширения. При этом ширина дополнительной полосы пропускания увеличивается в 3 раза (рис. 3).

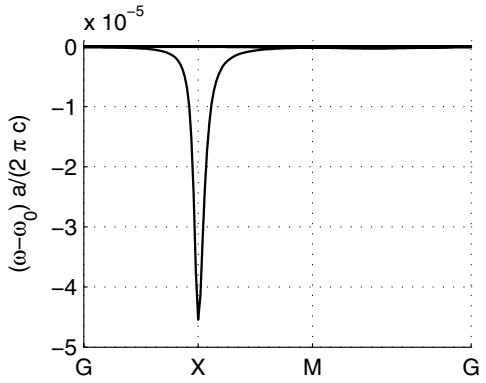


Рис. 3. Фрагмент зонной структуры. Плотность резонансных атомов увеличена в три раза, остальные параметры те же, что и для рис. 2,б

Таким образом, показано, что комбинация дисперсии ФК-структуры с дисперсией резонансного газа приводит к появлению дополнительной полосы пропускания в запрещенной зоне и дополнительной запрещенной зоны в спектре РФК. Характеристиками спектра можно эффективно управлять, изменяя плотность резонансного газа, положения резонансной частоты относительно края запрещенной зоны, направления распределения электромагнитных мод в кристалле. В практических приложениях такие РФК могут быть перспективны при создании узкополосных фильтров с перестраиваемыми характеристиками, при построении новых типов оптических устройств.

Список литературы

1. Шабанов В.Ф., Ветров С.Я., Шабанов А.В. Оптика реальных фотонных кристаллов: жидкокристаллические дефекты, неоднородности. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2005. 240 с.

2. Желтиков А.М. // УФН. 2000. Т. 170 № 11. С. 1203.

3. Мартемьянов М.Г., Долгова Т.В., Федянин А.А. // ЖЭТФ. – 2004. – Т. 125, вып. 3. – С. 527–542.

4. Painter O., Zec R., Yariv A. et al.// Science. 1999. Т. 264. P. 1819.

5. Желтиков А.М., Наумов А.Н., Баркер П., Майлс Р.Б. // Оптика и спектр. 2000. Т. 89. № 2. С.309-313.

6. Ветров С.Я., Тимофеев И.В., Кутукова. А.Ю. Спектральные свойства резонансного одномерного фотонного кристалла. Оптика и спектроскопия, 106, №.5., с.840-844 (2009)

ДИНАМИЧЕСКАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ В СИСТЕМЕ ДВУХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ПРИ РЕЗОНАНСНОЙ ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ

А. А Усюкевич, С. С. Новиков (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, ул. Ленина, 36
E-mail: sansanych666@rambler.ru

В докладе изучаются особенности синхронных режимов СВЧ автогенераторов при сильных резонансных свойствах параметра взаимной связи. Проведено экспериментальное исследование системы двух полупроводниковых СВЧ автогенераторов. Показано, что в области резонанса когерентный режим разрушается, и вместо него возникают колебания с широкополосным дискретным или непрерывным спектром.

1. Введение

Принято считать, что взаимная связь автоколебательных систем с близкими частотами всегда приводит к возникновению когерентных колебаний с тем или иным распределением фаз и амплитуд. Вместе с тем, поведение системы зависит от частотных свойств цепи связи, которые определяются схемой канала, параметрами его элементов: нагрузок, отрезков линии передачи и т.д. Оптимальными, с точки зрения устойчивости, являются так называемые резистивные связи. Однако параметры реальных цепей (каналов) связи на СВЧ могут отличаться сильными резонансными свойствами, приводящими к неустойчивости когерентного режима. Так как неустойчивость имеет

динамический характер, в [1] было высказано предположение о невозможности существования при сильных резонансных связях синхронного режима.

2. Неустойчивость синхронного режима при сильной резонансной связи

Теоретической моделью для представляемых здесь исследований является система двух автогенераторов с резонансными системами $y_i(j\omega)$ и активными элементами S_i, связанных друг с другом через цепь Y, содержащую диссипативные элементы-нагрузки (Рис.1) [1].

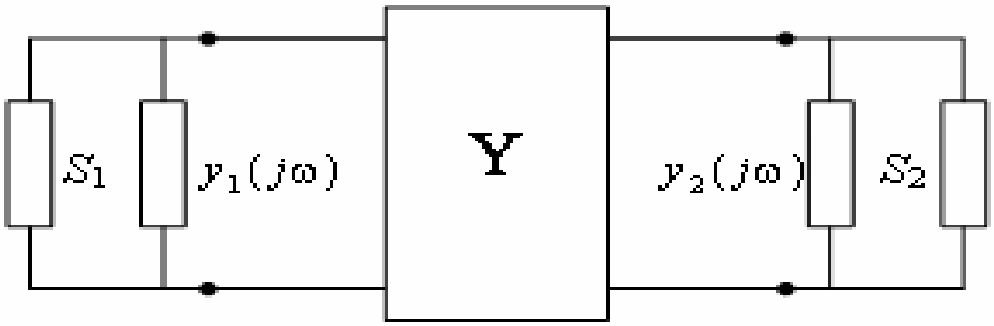


Рис. 1. Система двух взаимосвязанных автогенераторов

Для широкого класса симметричных пассивных цепей параметр взаимной связи $y_{12}(j\omega)$ имеет резонансную зависимость и описывается в области резонанса приближенным выражением:

$$Y_{12}(j\omega) = -g_{12} + j2C_{12}(\omega - \omega_0). \quad (1)$$

При этом имеет место следующая сигнатура резонансных значений параметров C_{12} и g_{12}:

$$g_{12} > 0,\ 2C_{12} = d(\mathrm{Im}\, y_{12}(j\omega))/d\omega\big|_{\omega_0} > 0. \quad (2)$$

Для симметричной системы в [2] были получены условия локальной устойчивости синфазного $(\varphi_2 - \varphi_1 = 0)$ режима колебаний. Одно из условий, описывающее реакцию системы на возмущение разности фаз, имеет вид:

$$\lambda = -g_{12}/(C - 2C_{12}) < 0. \quad (3)$$

Здесь $C_1 = C_2 = C$ – эквивалентная емкость резонансных систем автогенераторов. В случае слабых частотных свойств связи $(C_{12} < C)$ условие (3) безусловно выполняется, и в системе может существовать синфазный режим. Если частотные свойства достаточно сильные, так что $2|C_{12}| > C$, то этот режим становится неустойчивым. Так как противофазные колебания также неустойчивы (для их устойчивости необходимо иметь связь типа $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$), то когерентный режим вблизи частоты ω_0 не может существовать.

Аналогичными свойствами обладает противофазный когерентный режим $\varphi_2 - \varphi_1 = \pi$ в антисимметричной схеме. При этом условие устойчивости совпадает с (3).

Пример цепи с резонансными свойствами параметра взаимной связи показан на рис.2; $2l = l_\Sigma$-длина волнового тракта, g_0 – его волновая проводимость, λ – длина волны, $g_н = 2g_0$.

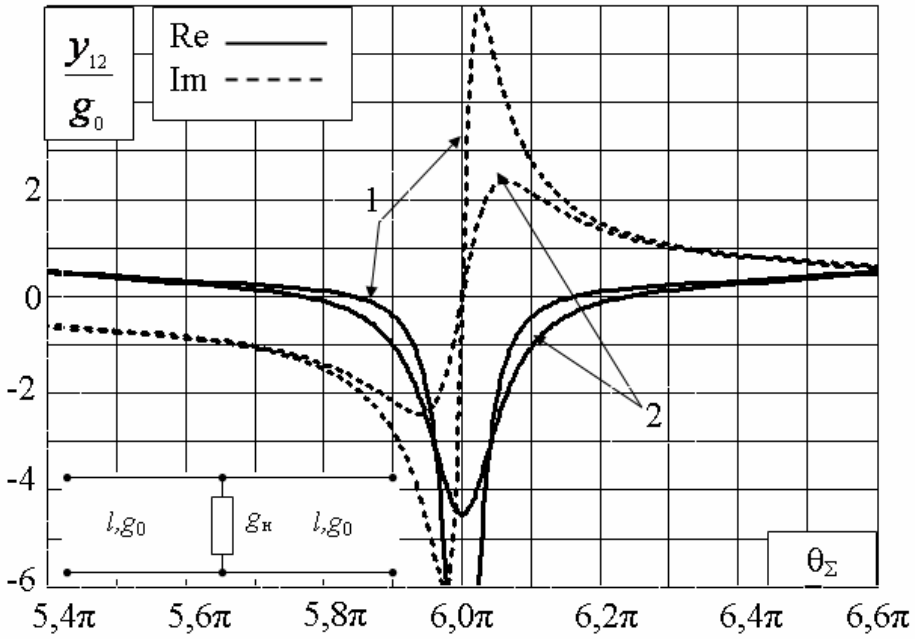


Рис. 2. Зависимость параметра связи y_{12} от электрической длины канала связи $\Theta_\Sigma = 2\pi(2l/\lambda)$ для различных погонных потерь б : 1– α=0.2, 2– α=0.5.

Вблизи $\Theta_\Sigma = 6\pi$, где $\mathrm{Re}\, y_{12} < 0$, параметр связи y_{12} ведет себя резонансным образом. Ширина резонансной области для симметричной системы с уменьшением погонных потерь ($\alpha \to 0$) стягивается в точку. За пределами резонанса существуют широкие области с типом связи $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$, где выполняются условия устойчивости для противофазных колебаний.

3. Экспериментальное исследование системы двух автогенераторов

Экспериментальное исследование проведено на системе двух транзисторных СВЧ автогенераторов, перестраиваемых в диапазоне $3 \div 3.5$ ГГц (рис.3). Цепь связи соответствует симметричному варианту схемы на рис.2. с согласованной общей нагрузкой. Линии канала связи и нагрузки образуют Т-образное соединение; для уменьшения погонных потерь оно выполнено на отрезках воздушной несимметричной полосковой линии.

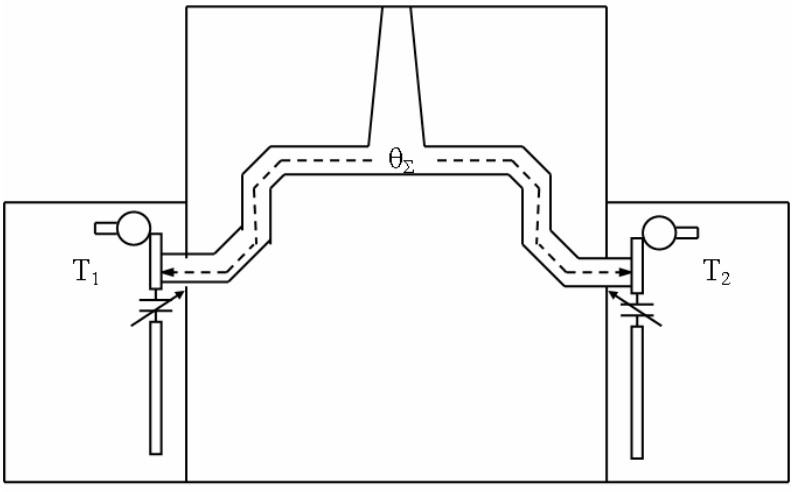
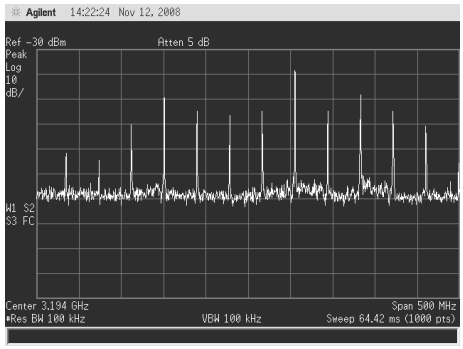
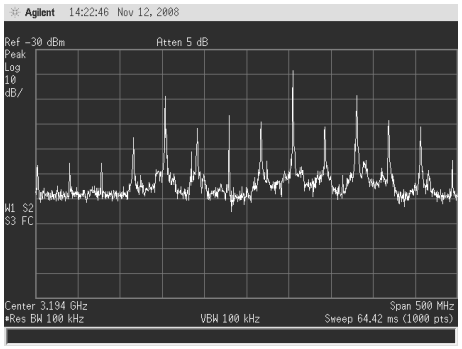


Рис. 3. Топология экспериментальной схемы

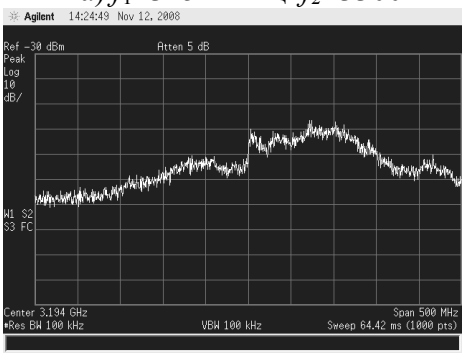
В процессе эксперимента проводилось измерение мощности в канале общей нагрузки в полосе синхронизации автогенераторов при изменении длины канала связи в интервале $4\pi \le \Theta_\Sigma \le 6.5\pi$. Характеристики на всем интервале Θ_Σ, за исключением достаточно узкой области вблизи $\Theta_\Sigma \approx 6\pi$, имели характерный «параболический вид» с минимумом в центре полосы синхронизации, что соответствует противофазному режиму и области $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$. В области резонанса, ширина которой примерно 0.3π, признаки регулярного когерентного движения полностью утрачиваются. На рис.4 приведены спектры колебаний при различных расстройках частот автогенераторов (полоса обзора $500\,\text{МГц}$). Интересно, что при сближении частот при достаточно большой расстройке (рис.3а) в спектре сначала появляются характерные признаки затягивания частот. Однако с уменьшением расстройки «ожидаемого захвата» не происходит. Вместо этого спектр насыщается большим числом (до 10–30) дискретных составляющих, занимающих полосу $500\,\text{МГц}$ и более. В процессе сближения



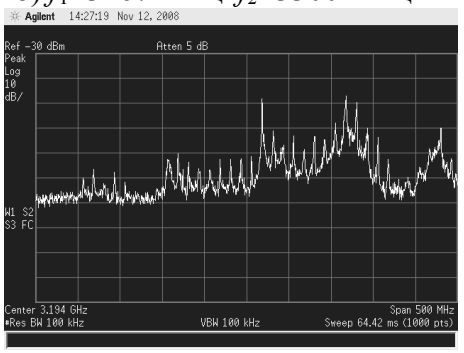
а) f_1≈3254 МГц f_2≈3300 МГц



б) f_1≈3267 МГц f_2≈3300 МГц



в) f_1≈3303 МГц f_2≈3300 МГц



г) f_1≈3314 МГц f_2≈3300 МГц

Рис. 4. Трансформация спектра системы двух автогенераторов на длине канала

собственных частот (рис. 3 б-г) происходит весьма динамичное бифуркационное преобразование спектра; его составляющие периодически зашумляются и, сливаясь, образуют сплошной спектр (рис. 3 в). Такое поведение спектра указывает на существование в системе сложных динамических движений. Так как парциальные составляющие системы – автогенераторы в автономном режиме при любых условиях работают в стабильном одночастотном режиме, то наблюдаемые в эксперименте явления обусловлены сильными резонансными свойствами параметра взаимной связи.

Заключение

В работе получены экспериментальные результаты, подтверждающие невозможность существования когерентных колебаний в системе двух автогенераторов

при сильной взаимной резонансной связи. Резонансным поведением параметра связи обладают простые симметричные или антисимметричные цепи на основе волновых каналов с нагрузками. Специальное введение таких связей в резонансные системы изначально стабильных генерирующих приборов может дать простой и эффективный способ получения широкополосных сигналов

Список литературы

1. Владимиров С. Н., Майдановский А. С., Новиков С. С. Нелинейные колебания многочастотных автоколебательных систем / Под редакцией А. С.Майдановского. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1993. – 203 с.

Новиков С. С. Динамические и статические неустойчивости когерентных автоколебательных систем с управляемыми связями. // Известия вузов. Физика. – 2006. – № 9. Приложение. – С. 265-270.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ИМПУЛЬСНОЙ МНОГОПУЧКОВОЙ ЗАПИСИ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ФОТОННЫХ СТРУКТУР В ФОТОПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИТАХ

В. Г. Миргород, С. Н. Шарангович (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, просп. Ленина, 40
E-mail: shr@svch.rk.tusur.ru

Развита нелинейная модель импульсной голографической многопучковой записи фотонных структур в фотополимерных композиционных материалах с учетов взаимосвязи высших пространственных гармоник, фотоиндуцированного изменения скорости диффузионных процессов и оптического поглощения. Представлены результаты численного моделирования динамики формирования пространственно неоднородных ФС во время процессов записи и постэкспозиционного усиления.

1. Введение

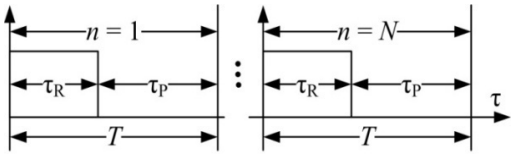
Исследование процессов формирования фотонных структур (ФС) в фотополимерных композиционных материалах (ФПКМ) на основе композиции полимерной и инертной компоненты (ЖК, наночастицы и тд.) представляется важным в связи с большим потенциалом применения в технологии связи и хранении информации. Большинство работ, посвященных исследованию трехмерных ФС в ФПКМ, являются экспериментальными. Теоретическая модель голографического формирования двумерных ФС в ФПКМ представлена в [1] при последовательной двухпучковой записи непрерывным излучением. Импульсная запись одномерных амплитудно-неоднородных ФС с учетом фотоиндуцированных эффектов в ФПКМ рассмотрена в [2]. Голографическое формирование трехмерных ФС в поглощающих ФПКМ с учетом взаимовлияния наложенных структур теоретически исследовалась в [3] для режима непрерывной записи.

Целью данной работы является обобщение моделей [1-3] на многопучковую импульсную запись трехмерных голографических ФС в поглощающих ФПКМ с учетом оптического поглощения и пространственно-неоднородного характера диффузионных

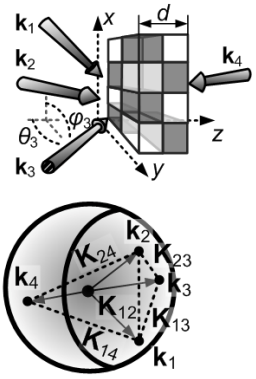
процессов, а также исследование на ее основе динамики формирования пространственно неоднородных ФС во время процессов записи и постэкспозиционного усиления..

2. Аналитическая модель

Формирование ФС в ФПКМ в процессе импульсной многопучковой записи (рис. 1а) происходит за счет фотополимеризационно - диффузионного и диффузионного механизмов в световой период записи со временем τ_R и за счет диффузионного механизма в темновой период записи со временем τ_P, характеризующего процессы постэкспозиционного усиления



а)



б)

Рис. 1. Временная диаграмма (а), схема и векторная диаграмма записи (б)

Аналитически процесс голографического формирования ФС в ФПКМ на основе мономера, фотосенсибилизатора - красителя и инертной компоненты можно описать с помощью кинетических уравнений записи [1], записанных в общем случае для концентрации мономера M и показателя преломления n:

$$\frac{\partial M}{\partial t} = \operatorname{div}\left(D_m \operatorname{grad} M\right) - e\cdot\left[I(\mathbf{r},t)\right]^k M^h,\ \frac{\partial n}{\partial t} = \delta n_p \cdot e\cdot\left[I(\mathbf{r},t)\right]^k \cdot \frac{M^h}{M_n} + \delta n_i \operatorname{div}\left[D_m \operatorname{grad}\frac{M}{M_n}\right], \quad (1)$$

где $I(\mathbf{r},t)$ – распределение интенсивности света; D_m – коэффициент диффузии; e – параметр, характеризующий скорость фотополимеризации [1]; M_n – начальная концентрация M; δn_p, δn_i – характеризуют изменение n вследствие полимеризации и диффузии компонент ФПКМ.;

Физически формирование пространственно неоднородного распределения плотности мономера вызвано фотополимеризационно - диффузионными процессами, характеризуемыми первым уравнением (1), и диффузионными процессами инертных компонент, характеризуемыми вторым слагаемым в правой части второго уравнения в (1). Следует отметить, что в световой период записи формирование распределения является суперпозицией диффузионных и диффузионно-фотополимеризационных процессов (ненулевые оба слагаемых уравнений), в то время как в темновой период импульсной записи ($I(\mathbf{r},t)$=0) изменение плотности мономера вызвано только диффузионными процессами.

В общем случае решения данных уравнений для произвольной многопучковой геометрии записи (рис. 1б) вследствие нелинейности процесса формирования ФС представляются совокупностью наложенных неоднородных дифракционных решеток пропускающего и отражающего типов. Каждая из них представлена в виде суммы пространственных гармоник.

$$M(\tau,\mathbf{r}) = M_0(\tau) + \sum_{i=1}^{N-1}\sum_{\mathrm{j=i+1}}^{N}\sum_{h=1}^{H} M_{ij}^h(\tau,\mathbf{r})\cos(h\mathbf{K}_{ij}\mathbf{r}),\ n(\tau,\mathbf{r}) = n_0(\tau) + \sum_{i=1}^{N-1}\sum_{\mathrm{j=i+1}}^{N}\sum_{h=1}^{H} n_{ij}^h(\tau,\mathbf{r})\cos(h\mathbf{K}_{ij}\mathbf{r}) \quad (1)$$

где $i = 1..N\text{-}1$; $j = i + 1..N$; $h = 1..H$; N, H – количество записывающих пучков и учитываемых пространственных гармоник $n_{ij}^{h}(\tau,\mathbf{r})$, каждая из которых складываются из амплитуд полимерной и инертной компонент $n_{ij}^{h} = n^{p}{}_{ij}^{h} + n^{i}{}_{ij}^{h}$.

Для светового периода записи решение систем связанных линейных дифференциальных уравнений для амплитуд гармоник мономера и показателя преломления находилось аналогично [4] при кусочно-линейной аппроксимации временной зависимости коэффициентов диффузии и поглощения среды, вызванной фотоиндуцированными эффектами. Для темнового периода записи полученная система развязывается и ее решение находится без указанной аппроксимации. Результирующие выражения для амплитуд гармоник показателя преломления для темнового и светового периодов записи имеют вид:

$$n_{ij}^{h}(\tau,\mathbf{r}) = \begin{cases} n_{ij}^{h}(\tau_0,\mathbf{r}) - \delta n_p\, 2\sum_{l=0}^{Q} b_{v,l}^{s}(\mathbf{r}) \sum_{p=0}^{Q} L_{l,p}^{s}(\tau,\mathbf{r}) - \delta n_i\, 2c_{v,v}^{s}\, \dfrac{D_i}{D_m} \sum_{p=0}^{Q} L_{l,p}^{s}(\tau,\mathbf{r}), & \tau_0 \le \tau < \tau_0 + \tau_R \\ n_{ij}^{h}(\tau_0+\tau_R,\mathbf{r}) + \delta n_i / M_n \cdot \left[M_{ij}^{h}(\tau,\mathbf{r}) - M_{ij}^{h}(\tau_0+\tau_R,\mathbf{r}) \right], & \tau_0 + \tau_R \le \tau < \tau_0 + \tau_R + \tau_P \end{cases}, \tag{2}$$

где $a^{s}{}_{l}(\mathbf{r})$ являются компонентами матрицы $\mathbf{A}^{s}(\mathbf{r})$, характеризующей состав материала и внешние условия записи [3,4], на s-м шаге; $v=v(i,j,h)=(h\text{-}1)G+(2\cdot N\cdot i\text{-}i^2\text{-}i)/2+(j\text{-}i)$; $L^{s}_{j,p} = f^{s}_{j,p}\cdot\{1-\exp[\lambda^{s}{}_{p}(\tau,\mathbf{r})\cdot(\tau\text{-}sT_p)]\}/\lambda^{s}{}_{p}(\tau,\mathbf{r})$; $\lambda^{s}{}_{p}$ – собственные числа матрицы $\mathbf{A}^{s}$; коэффициенты $f^{s}_{j,p}$ находятся из той же матрицы, с учетом начальных условий для амплитуд гармоник, как решения систем линейных алгебраических уравнений, а M^{h}_{ij} – амплитуды гармоник мономера, определяемые следующим образом:

$$M_0(\tau,z) = d^{-1}\int_0^d M_0(\tau_0,z)\Phi(\tau,z,z')dz', \qquad M_{ij}^{h}(\tau,z) = M_{ij}^{h}(\tau_0,z)\cdot\exp\left[-h^2 q_{ij}^2\cdot\int_{\tau_0}^{\tau} b_m(\tau',z)d\tau'\right],$$

где $M_0(\tau\text{=}0)=M_n$, $\tau_0=floor(\tau/\tau_R+\tau/\tau_P)\cdot(\tau_R+\tau_P)+\tau_R$ – время начала очередного импульса, d – толщина ФПКМ, $\Phi(\tau,z,z')=1+2\cdot\sum_j\exp[-b_m(\tau_0,z)j^2\pi^2(\tau\text{-}\tau_0)/d^2]\cdot\cos(j\pi z'/d)\cdot\cos(j\pi z/d)$, $b_m(\tau,z) = \exp[-s(1-M_0(\tau,z)/M_n)]$; s – параметр фотоиндуцированного изменения коэффициента диффузии.

Таким образом, решения (1,2) определяют динамику развития пространственных профилей гармоник полимерной и инертной наложенных решеток при импульсной многопучковой голографической записи дифракционных структур и являются математической основой для исследования и оптимизации процесса формирования сложных фотонных структур в поглощающих ФПМ.

1. Моделирование процессов записи

Целью численного моделирования являлось исследование влияние процессов постэкспозиционного усиления на динамику формирования амплитуд различных гармоник.

На рис.2а,б приведены амплитуды первых гармоник показателя преломления в режиме непрерывной записи. За счет процессов поглощения в ФПМ и полимеризационно - диффузионных процессов, подробно описанных в [1-3], амплитудный профиль $n^{1}{}_{12}$ для пропускающей решетки (рис.2а) трансформируется от спадающего на малых глубинах до монотонно возрастающего на больших глубинах, в то время как профиль $n^{1}{}_{24}$ для отражающей решетки всегда локализован в центре ФПКМ (рис.2б).

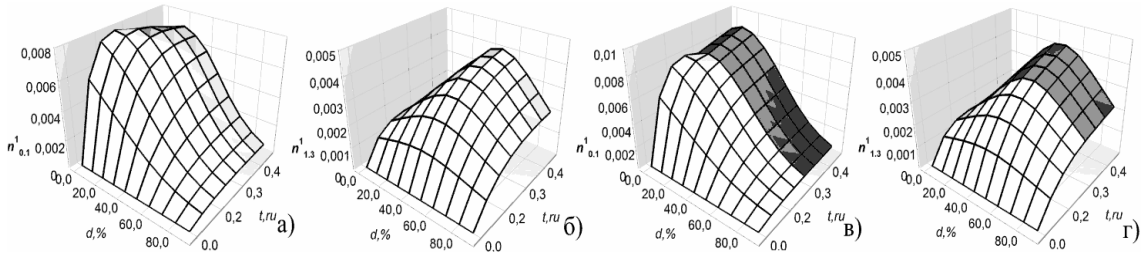


Рис. 2. Кинетики амплитудных профилей различных гармоник

На рис.2в,г приведены амплитуды первых гармоник показателя преломления в режиме импульсной записи (время импульса – 0.25 отн. ед., время паузы – 0.25 отн. ед.). Для обеих решеток наблюдается постэкспозиционное усиление амплитуд гармоник. Физически, в соответствии с (1), в отсутствие света происходит диффузия мономера вследствие уже возникшего градиента его концентрации, которая приводит к вытеснению инертной компоненты, вследствие чего величина $n(\tau,\mathbf{r})$ будет продолжать изменяться пропорционально вкладу инертной компоненты δn_i.

Вследствие пространственной неоднородности гармоник для описания эффектов постэкспозиционного усиления во время импульсной записи использовался интегральный коэффициент усиления (КУ), определяемый как отношение дифракционной эффективности выделенной гармоники ФС в текущий момент времени ($\tau>\tau_R$) к соответствующей величине на момент окончания действия света ($\tau=\tau_R$).

На рис.3 представлены расчеты коэффициентов усиления для трех гармоник отражательных и пропускающих решеток исследуемой геометрии записи ФС (рис.1б).

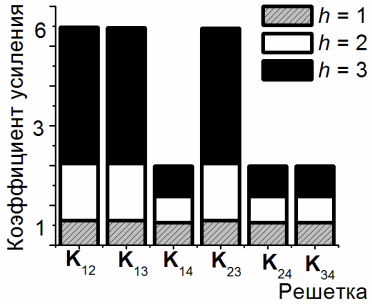


Рис. 3. Коэффициент усиления гармоник

Видно, что величина КУ высших гармоник возрастает. Это связано с уменьшением времени диффузии мономера $T_m \propto 1/h^2$ с ростом номера гармоники h, что приводит к увеличению КУ высших гармоник при фиксированном времени τ_P темнового периода. Следует также отметить различие КУ отражательных (с векторами $\mathbf{K}_{14}$, $\mathbf{K}_{24}$, $\mathbf{K}_{34}$) и пропускающих (с векторами $\mathbf{K}_{12}$, $\mathbf{K}_{13}$, $\mathbf{K}_{23}$) решеток.

Проведенный анализ результатов моделирования показывает возможность управления за счет изменения параметров импульсной записи пространственным распределением и структурой квазипериодических фотонных кристаллов в поглощающих ФПМ и композиционных материалах с наночастицами на их основе.

Представленная работа выполнена в рамках проекта РНП 2.1.1.429 программы «Развитие научного потенциала высшей школы на 2009-2010 г».

Список литературы

1. Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. // Оптика и спектроскопия. -2008. -Т.105. -№2. –С.336-345.

2. Довольнов Е.А., Устюжанин С.В., Шарангович С.Н. // Известия вузов. Физика. -2007. – Т.50. -№1. –С.58-65.

3. Миргород В.Г., Шарангович С.Н.// Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр.. -Красноярск: ИПК СФУ , 2008. - С.283-287.

ПОЛУЧЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ПОРИСТЫХ СТРУКТУР НА КРЕМНИИ ДЛЯ ПЛАНАРНЫХ ВОЛНОВОДОВ

А. В. Полюшкевич, П. А. Харлашин, М. С. Московских
О. В. Семенова, А. Я. Корец (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: polrnka@yandex.ru

В данной работе приводится обзор теоретических и экспериментальных исследований по получению оптических структур на пористом кремнии (Si) для планарных волноводов.

В конце 70-х годов прошлого столетия возникла оптическая связь. До этого периода информацию передавали по проводным линиям связи посредством электрических импульсов. Свет позволил человеку повысить скорость передачи информации и уменьшить влияние многих внешних факторов среды на передачу сигнала. Человек научился использовать свет, направлять его куда это ему необходимо посредствам оптических волноводов, имеющих неоднородный коэффициент преломления по своему сечению. Засчет этой неоднородности и происходит направление луча света в нужное «русло». В настоящее время оптические волноводы представляют собой диэлектрические структуры, по которым может распространяться электромагнитная энергия в видимой и инфракрасной областях спектра. Реальные волноводы, используемые в оптической связи, представляют собой гибкие волокна из прочных диэлектрических материалов. Потери энергии проходящего по световоду излучения возникают по разным причинам, но основными из них можно назвать – это материал, из которого изготовлен волновод и технология его получения. Поэтому волоконные световоды, для оптических линий связи должны удовлетворять обширному комплексу требований. Основными количественными характеристиками световодов, определяющими возможность и эффективность их применения, являются затухание (потери энергии, коэффициент светопропускания) и ширина полосы пропускания. К материалам для волоконных световодов предъявляются следующие требования: наибольшая прозрачность для излучения в требуемом диапазоне длин волн; высокая стабильность структуры - свойств с течением времени; высокая стойкость к влиянию внешние дестабилизирующих воздействий.

Из вышеизложенного следует, что к материалам и технологии изготовления волоконных световодов для систем связи предъявляются исключительно высокие требования. Проведенное рассмотрение материалов для волоконных световодов показывает, что в настоящее время наибольшими перспективами для систем связи обладают световоды на основе кварцевого и многокомпонентных силикатных стекол. Однако существует ряд проблем, возникающих при создании волноводов из традиционных материалов. Такие как необходимость высокочистых стеклянных заготовок, высокие температуры и дорогие технологии получения легированных заготовок с различным показателем преломления, сложность формирования градиента показателя преломления и невозможность его изменения в больших пределах, согласование по ТКЛР сердцевины и оболочки стекла между собой и с другими материалами и т.д. И главной проблемой в настоящее время является невозможность согласования таких волноводов с кремниевой технологией.

В связи с этим большой интерес, вызванный к пористому кремнию в последнее время, обусловлен потенциальной возможностью создания на его основе базовых элементов оптоэлектронных устройств. Действительно, в нем обнаружена интенсивная

фото- и электролюминесценция в видимом диапазоне спектра. Показано, что пористый кремний является перспективным материалом для создания эффективных фотодетекторов, а также продемонстрирована возможность волноводного распространения света в окисленном пористом кремнии. Однако волноводные свойства и влияние на них режимов формирования пористых структур практически еще не исследовались. Кроме того, хотя функциональные характеристики приборов на базе пористого кремния еще уступают традиционно применяемым, существует реальная перспектива создания оптоэлектронных схем с полностью кремниевой интеграцией.

Целью данной работы стало получение оптических структур на основе пористого кремния для планарных волноводов и исследование их характеристик.

В процессе работы был проведен анализ методов получения пористого кремния и оптических структур на его основе, который позволил выявить структуру оптических планарных волноводов и оптимальный вариант их технологического исполнения.

Традиционно оптические волноводы на основе пористого кремния представляют собой двухслойную структуру, в которой слой с меньшей пористостью и, следовательно, большим показателем преломления располагается над более пористым слоем. Такой способ формирования оптических волноводов является наиболее простым в технологическом исполнении, так как плотность пористого слоя легко контролируется режимами анодного формирования (рис. 1.).

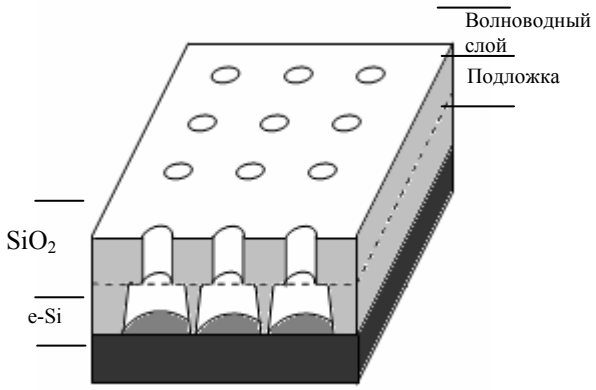


Рис. 1. Схематическое представление волноводной структуры на основе термически окисленного пористого кремния (цилиндрические поры, заполненные воздухом, находящиеся в матрице диоксида кремния).

В процессе экспериментальных исследований были получены одно-, двух- и многослойные образцы пористых структур, которые формировались на пластинах монокристаллического кремния n – типа с ориентацией [100], рабочая поверхность которых была отполирована до 14 класса чистоты. Формирование пористой структуры осуществлялось с помощью анодной электрохимической обработки в электролите на основе плавиковой кислоты. Микроскопические исследования пористых кремниевых структур выявили большое разнообразие морфологии поверхности и структуры слоев. Это можно связать с возможностью возникновения различных механизмов формирования пористого кремния, что подтверждает проведенный литературный анализ механизмов формирования пористого кремния. В настоящее время нет единой теории механизма получения таких структур, что требует более серьезного подхода к изучению данного факта.

В результате экспериментальной работы были получены оптические структуры на основе пористого кремния, которые представляют собой двухслойную структуру, имеющую слой с меньшей пористостью и, следовательно, большим показателем преломления располагающемся над более пористым слоем. Формирование световодного

слоя проводили при плотностях 10-50 мА/ см^2. Нижний, более пористый слой (буферный) и, следовательно, имеющий пониженный показатель преломления, формировали при плотностях тока 50-100 мА/ см^2.

Как известно, mono-Si относится к кубической сингонии и является изотропной средой. Однако рост пор преимущественно вдоль кристаллографического направления [100] приводит к анизотропии $К_{пр}$, что обусловлено анизотропией формы поровых отверстий. Полученные экспериментальные данные об изменении коэффициента преломления ($К_{пр}$) в зависимости от плотности тока (является критичным параметром) приведены в таблице 1.

Таблица

Плотность тока, mA/см^2	Показатель преломления $К_{пр}$
10	1.34
20	2.25
50	1.87
60	1.71
70	1.402
80	1.38
100	1.4

На основании полученных экспериментальных данных следует, что пористый кремний является весьма перспективным материалом для создания планарных волноводов с высокими направляющими свойствами за счет возможного получения пористых двух - или многослойных структур в результате изменения режимов анодирования. Это позволяет заранее смоделировать пористую многослойную структуру с резким или плавным изменением коэффициентом преломления (с градиентным профилем), от которого зависят волноводные свойства, влияющие на передачу и затухание полезного сигнала. Варьируя различными параметрами режимов электрохимического анодирования можно сформировать оптимальную оптическую структуру, удовлетворяющую определенным требованиям по оптическим характеристикам. Рассматривая два вида оптических волноводов со ступенчатым и градиентным профилем изменения коэффициента преломления, можно также утверждать о перспективности разработки различных вариантах технологического процесса электрохимического анодирования оптических пористых структур на кремнии.

Кроме того, анализируя полученные результаты, стало очевидно, что формирование пористого кремния очень сложный процесс, включающий в себя ряд нюансов, глубина которого только сейчас становится очевидной. Данная проблема затрудняет процесс формирования оптических структур на пористом кремнии и воспроизводимость их морфологии и оптических свойств. На настоящем этапе этот процесс является в большей степени хаотичным и в меньшей степени поддается управлению из «вне». В данной работе сделаны первые шаги к пониманию механизма формирования ПК и изучение некоторых факторов влияющих на данный процесс.

На основе полученных данных планируется разработка технологических приемов получения оптических структур на пористом кремнии с определенными структурными параметрами и заданными свойствами. Подобные структуры в дальнейшем могут послужить элементной базой для оптических устройств.

СЕКЦИЯ «МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»

ОКСИДНЫЕ СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ С ОРГАНИЧЕСКИМИ КРАСИТЕЛЯМИ

Ф. С. Газизулин, Е. Кобылянский, Т. Н. Патрушева
В. Т. Сакилиди (научные руководители)

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия
Красноярский государственный педагогический университет им. В.П. Астафьева, Красноярск, Россия
pat55@mail.ru

В работе представлены исследования по технологии изготовления оксидных солнечных ячеек с новыми видами красителей антрахинонового ряда, которые определяют эффективность аккумулирования солнечной энергии для ее конверсии в электрический ток. Красители разработаны на кафедре органической химии Красноярского педагогического университета. Разработка и исследование солнечных ячеек осуществляется на кафедре КиПР ИИФиРЭ СФУ.

Проблема поиска альтернативных и возобновляемых источников тока приобретает все большую актуальность в связи с ограниченным запасом природных ресурсов и экологической необходимостью

В настоящее время для использования солнечной энергии наиболее эффективными преобразователями являются полупроводниковые кремниевые батареи, однако производство кремния солнечного качества является высоко затратным и превышает стоимость добываемой энергии. Кроме того, солнечная энергия является рассеянной, и требуются большие площади для ее аккумуляции. Альтернативу кремниевым солнечным элементам представляют менее эффективные, но дешевые оксидные солнечные элементы, которые могут быть получены в виде тонких пленок на больших поверхностях.

Оксидные солнечные элементы DSC (Dye Solar Cell) состоят из двух пленочных электродов, один из которых является проводящим оксидом InSnO (ITO), а другой фотоактивный оксид, покрытый красителем. Связь между электродами осуществляется через электролит. Механизм фотовольтаического эффекта [1] заключается в том, что колебательные движения хромофоров индуцируют осцилляции энергии фотовозбужденного состояния, которые перемещают это состояние в зону проводимости TiO_2 или из этой зоны.

Исследование сенсибилизированных краской солнечных ячеек (DSCs) в настоящее время вызывает интерес многих индустриальных и академических исследователей, потому что DSCs - дешевые устройства, которые не требуют дорогого или специализированного аппарата. DSCs - важные устройства в глобальных сроках, поскольку они могут обеспечить ответ на многие проблемы охраны окружающей среды и энергетические проблемы. Начиная с сообщения о ячейке Гретцеля [1], много исследователей изучили DSCs, содержащих TiO_2.

Дополнительные исследования процессов сенсибилизации красителем могут увеличить КПД солнечных элементов. В настоящее время наиболее используемым красителем является органический комплекс рутения цис-$RuL_2(NCS)_2$ (L=2,2'-бипиридин-4,4'-дикарбоновая кислота) [2], ионы которого способны воспринимать инфракрасное излучение, кроме того, этот элемент по своим свойствам очень близок титану, уже применяемому в солнечных элементах. Краски комплекса Рутения, такие как N3 и N-719,

достаточно дороги. Рутений - редкий и дорогой металл с относительно низким содержанием на Земле. Поэтому, если высоко производительные солнечные ячейки могли бы быть изготовлены с красками, не содержащими металла, стоимость DSCs, могла бы быть значительно уменьшена, приводя к их более широкому распространению.

Проводятся разработки новых составов красителей. Ученые из Токийского университета (Tokyo University of Science) и Университета Нотр-Дам (Notre Dame University) независимо открыли новый краситель 1,1-диметил-3-этил-2-[3-(1,3-дигидро-3,3-диметил-1-этил-5-карбоксил-2Ниндол-2-илиден)-1-пропенил]-1Н-бензоиндолиодид, который может расширить спектр чувствительности, распространив его на инфракрасный диапазон. Французские исследователи пытаются использовать неорганические соединения ацетилен и этилен, чтобы расширить диапазон спектральной чувствительности солнечного элемента.

В последнее время сообщалось о большом числе красителей для DCS, таких как новые органические красители с эффективностью более 5 %: гемицианидный краситель (Z = 5.1%), полиендифениланилиновый краситель (Z = 5.1%), фенотиазиновый краситель (Z = 5.5%), тиенотиофен-производный (Z = 6.2%), диметиламин-цианоуксусная кислота (Z = 6.8%)б кумариновый краситель (Z = 8.2%), индолиновый краситель (Z = 9.03%) и др.

Для масштабного производства недорогих оксидных солнечных ячеек целесообразно использовать растворную технологию получения оксидных пленок. Экстракционно-пиролитическим методом нами были получены пленки оксидов Ti_2ZnO_4 и $In_{0,9}Sn_{0,1}O_3$ на стекле. Растворы экстрактов титана, цинка, а также индия и олова наносили на стеклянные подложки методом вращения. После каждого нанесения следовал пиролиз смачивающей пленки, в результате которого на подложке формировалась оксидная пленка. Температура пиролиза, согласно данным термогравиметрии, составила 450 – 500 С. После нанесения 10 слоев проводящей пленки $In_{0,9}Sn_{0,1}O_3$ и 15 слоев фотоактивной пленки Ti_2ZnO_4 следовал заключительный отжиг в муфельной печи, в течение 30 минут при 500 °С. Фотоактивный электрод вымачивался в 2% растворе красителя антрахинонового ряда, в частности: производные нафтофенотиазиндионов, нафтофеноксазиндионов, бензофуразанов.

В наших экспериментах оксидный солнечный элемент был изготовлен с использованием кварцевой кюветы с электролитом LiOCl в полимерном связующем, к который вводили стеклянныq электроды с пленками InSnO / Ti_2ZnO_4, покрытый различными красителями антрахинонового ряда, а также противоэлектрод с пленкой InSnO на стекле. Проволочные контакты были присоединены к проводящей пленке InSnO (рис. 1).

Рис. 1. Солнечная ячейка

Фотоотклик пленок был измерен с использованием микроамперметра в темноте и под воздействием излучения электрической лампы накаливания мощностью 50-300 Вт.

Обнаружено, что наиболее высокий фотосенсибилизирующий эффект проявляет 6-оксо-6Н-нафто[1,2,3-cd]индол 5гидрокси-3фенокси-2,6-дигидронафто [1,2,3-cd]-индол-6-он.

Измерения тока короткого замыкания выполнены на миллиамперметре, шкала $0{,}1 \cdot 10^{-6}$, цена деления $0{,}1/ 70 = 14{,}29 \cdot 10^{-4}$ мкА = $14{,}29 \cdot 10^{-10}$ А.

Таблица 1

Результаты измерения тока короткого замыкания

Образец ст/ITO/TZO с красителем	Число делений микроамперметра	Площадь образца, $см^2$	Ток короткого замыкания, $мкА/см^2$
Без красителя	5	1,2	$5 \cdot 14{,}29 \cdot 10^{-4}$ мкА / 1,2 $см^2$ = **0.005954**
1. 7-ГНФД (1 час)	12	1,2	0.01429
1. 7-ГНФД (7 дней)	12	1,2	0.01429
2. 2-МФНФД	12	1,2	0.01429
3. 7-2МНФД	12	1,2	0.01429
4. 6-ОНИГФДНИО	31	1,2	$31 \cdot 14{,}29 \cdot 10^{-4}$ мкА / 1,2 $см^2$ = **0,035714**

Исследования показали, что наиболее высокий фотосенсибилизирующий эффект проявляет 6-оксо-6Н-нафто[1,2,3-cd]индол 5 гидрокси-3фенокси-2,6-дигидронафто [1,2,3-cd]-индол-6-он(4).

Список литературы

1. Pichot F. Low-temperature sintering of TiO_2 colloids: application to flexible dye-sensitized solar cells / Pichot F., Pitts J. R., Gregg B. A. // Langmuir : The ACS Journal of Surfaces and Colloids. - 2000. V. 16, № 13. C. 5626-5630

2. Hu Zhi-xue Sensitizing mechanism and adsorption properties of dye-sensitized TiO_2 thin films / Hu Zhi-xue, Dai Song-yuan, Wan g Kong-jia // Plasma Sci.and Techol. 2002. V. 4, № 5. C. 1475-1480.

3. Eiji Hosono Metal-free organic dye sensitized solar cell based on perpendicular zinc oxide nanosheet thick films with high conversion efficiency / Eiji Hosono, Yosuke Mitsui and Haoshen Zhou // The Royal Society of Chemistry 2008 Dalton Trans. 2008. 5439–5441

ПОЛУЧЕНИЕ ГЛУБОКИХ ПОРИСТЫХ СЛОЕВ С ДВУХ СТОРОН КРЕМНИЕВОЙ ПЛАСТИНЫ

В. А. Дзюба, В. В. Полынцев, Е. А. Ляйком,
В. А. Юзова (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. акад. Киренского, 26
e-mail: yuzovav@yandex.ru

Получен пористый слой толщиной 500 мкм на пластине (100) монокристаллического кремния n-типа проводимости, пронизывающий пластину насквозь. Результат достигнут при одновременной анодной обработке кремниевой пластины с двух сторон.

Кремний, являющийся основой современной микро- и наноэлектроники, не перестают поражать разнообразием своих свойств. Всего лишь два десятка лет интенсивно изучается пористый кремний, с которым связывают будущее кремниевой оптоэлектроники.

Пористый кремний представляет собой монокристаллический кремний, пронизанный сетью каналов с размерами от единиц микрометров до единиц нанометров. По существующей классификации пористый кремний подразделяется на микропористый ($R < 2$ нм), мезопористый (2 нм $< R <$ 50 нм) и макропористый ($R >$ 50 нм) [1].

Формирование каналов в кремнии осуществляют анодной обработкой пластин монокристаллического кремния в электролитах на основе плавиковой кислоты.

Модельные представления о механизме порообразования начали формироваться с самого начала исследования этого материала, но единая точка зрения пока так и не выработана. Обобщая различные модели, можно отметить следующее. Поверхность Si при контакте с водными растворами HF насыщается водородом и становится химически инертной по отношению к электролиту. Если на электроды подать разность потенциалов, то дырки в кремниевой пластине начинают мигрировать к поверхности раздела кремний - электролит [2]. При этом атомы Si освобождаются от блокирующего их водорода, начинают взаимодействовать с ионами и молекулами электролита и переходят в раствор. Если электролиз проводят при высокой плотности тока, то к поверхности электрода поступает большое количество дырок. Они движутся к границе раздела сплошным фронтом и обеспечивают реакционную способность практически каждому атому Si. Поскольку микровыступы имеют большую поверхность, чем ровные участки, то они растворяются быстрее. Таким образом, поверхность кремниевого анода постепенно выравнивается. Это и есть режим электрохимической полировки.

Если же электролиз проводить при низкой плотности тока, то количества дырок не хватает для организации сплошного фронта и поэтому происходит локальное растворение кремния на поверхности. Согласно различным моделям, зарождение пор может начинаться на микроуглублениях, дефектах структуры, механически напряженных участках или локальных возмущениях потенциального поля поверхности. С течением времени появившиеся поры продолжают свой рост в глубь электрода за счет дрейфа дырок к кончикам пор, где напряженность электрического поля выше[3].

Анализ реакций, протекающих при анодной обработке кремния в электролитах на основе плавиковой кислоты, показывает, что процесс образования пор определяется главным образом двумя факторами [4]:

– процессом доставки ионов фтора в зону реакции и образованием бифторида кремния (фактор, связанный с электролитом и режимом анодной обработки);

– наличием подвижных носителей заряда положительного знака в приповерхностном слое кремниевого анода (фактор, связанный с электрофизическими свойствами кремния).

Получение толстых пористых слоев на пластинах кремния в настоящее время является сложной технологической задачей, так как при росте толщины пористого слоя все более затрудняется доставка ионов фтора к кончикам пор. Кроме того, со временем концентрация ионов фтора в электролите падает, и электролит истощается. Практически никому не удавалось получить пористые слои толщиной свыше 220 мкм [5].

Целью данной работы является получение толстых пористых слоев, пронизывающих кремниевую пластину насквозь, за счет одновременной анодной обработки пластины с двух сторон.

В качестве исходного материала использовалась пластина (100) монокристаллического кремния n-типа проводимости размером 20 х 15 мм толщиной 500 мкм. Электролитом служил водный раствор плавиковой кислоты ($HF:H_2O = 1:1$). Пластину обрабатывали в ячейке, схематическое изображение которой представлено на рис.1.

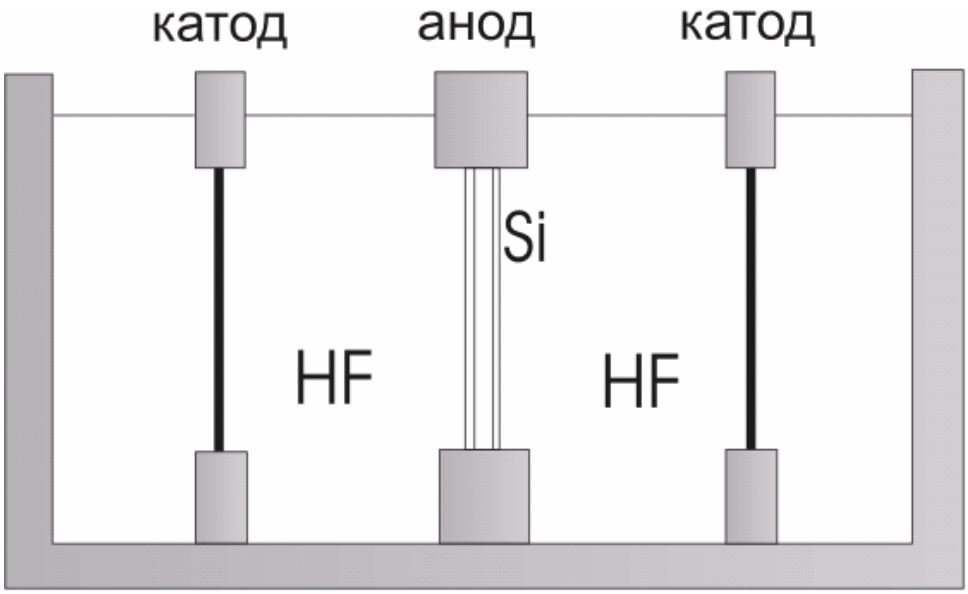
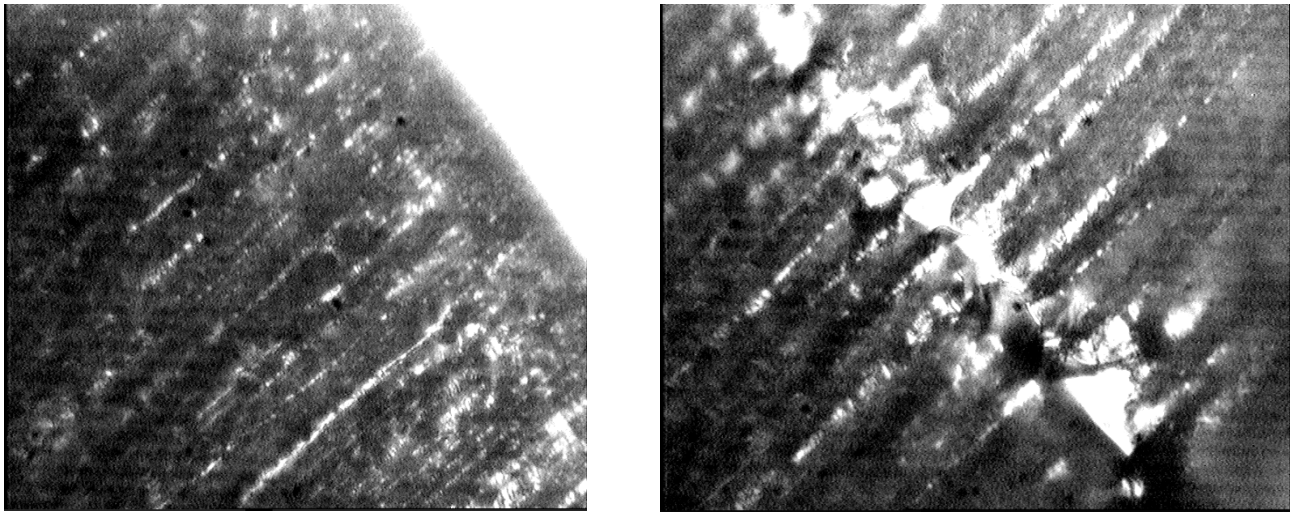


Рис. 1. Схематическое изображение ячейки для получения пористых кремниевых слоев с двух сторон

Кремниевая пластина располагалась между изолированными камерами с электролитом. На пластину подавалось положительное смещение. Катодами служили никелевые пластины. Ячейка освещалась сверху лампой накаливания мощностью 100 Вт с расстояния 35 см. Ячейка охлаждалась льдом. Анодирование проводилось в гальваностатическом режиме при плотностях тока, не превышающих 30 мА/см^2, в течение двух часов.

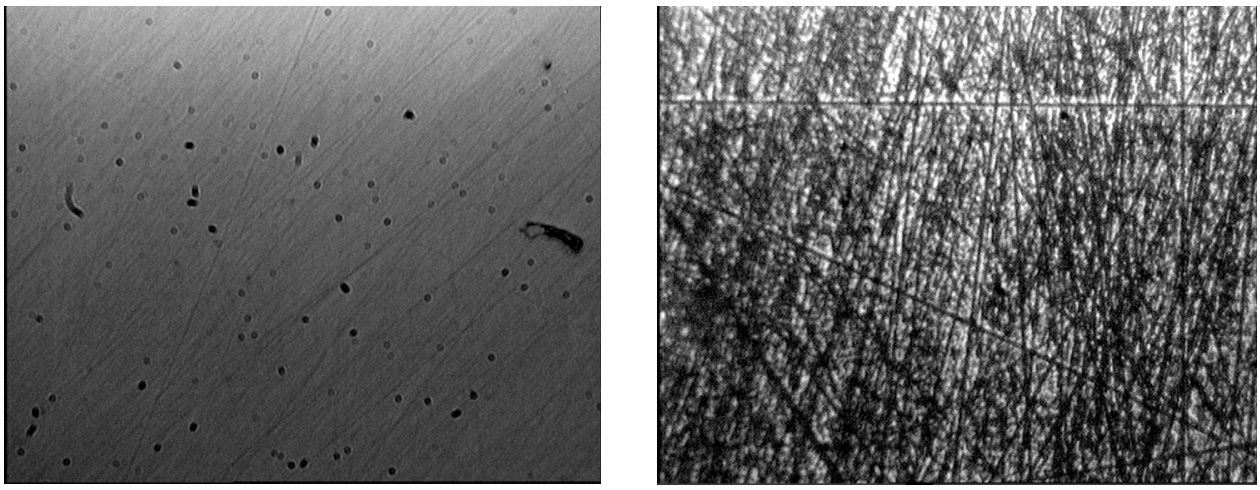
Контроль структуры пористых слоев и измерение их толщины осуществлялось с помощью оптического микроскопа МИИ-4 и видеокамеры KPC-S190SB1. Камера устанавливалась в окулярный тубус вместо окуляра. Видео захват осуществлялся при помощи TV тюнера. Фокусировка производилась по изображению на экране монитора. Видеоизображение сохранялось компьютером. Полученный результат представлен на рис 2.



а) *б)*

Рис. 2. Изображение сколов кремниевой пластины с пористыми слоями, полученными с обеих сторон: а – край пластины; б – середина пластины

Поры, зарождаясь на обеих поверхностях пластины, как это представлено на рис. 2а, проникали в глубь пластины и сходились на ее середине (рис. 2б). Толщина пористых слоев с обеих сторон пластины составляла по 250 мкм. Поверхности пластины даже при таком длительном анодном травлении не растравливались, о чем свидетельствует рис.3. Толщина пластины по-прежнему была равна 500 мкм.



а) *б)*

Рис. 3. Поверхности кремниевой пластины:
а – до анодной обработки; б – после анодирования

На рис. 3а четко видны следы механической обработки кремниевой пластины (мелкие царапины), которые в процессе анодной обработки не исчезают, т. е не полируются (рис.3б). Черные точки, присутствующие на изображении рис.3а, представляют собой загрязнения.

Пористый слой хорошо закреплен в кремниевой пластине, не рассыпается. Поэтому пластина легко может быть встроена в любые конструкции, например, конструкции жидкостных или газовых сенсоров.

Получение пористых слоев без присутствия монокристаллических на кремниевых пластинах позволяет легко приготавливать образцы для многих исследований пористого кремния в чистом виде, например, для изучения диэлектрических характеристик.

Список литературы

1. Зимин С.П. //Соросовский образовательный журнал, 2004, т.8, №1, с.101–107.
2. Мямлин В.А., Плесков Ю.В. Электрохимия полупроводников. М.: Наука, 1985. – 337 с.
3. Smith A.L., Collins S.D. // J. Appl. Phys. 1992. Vol. 71, № 8. P. R1-R22.
4. Герасименко Н.Н., Пархоменко Ю.Н. Мир материалов и технологий. Кремний – материал наноэлектроники. М.: Техносфера, 2006.– 355с.
5. Астрова Е.В., Ратников А.В., Ременюк А.Д. и др. //ФТП, 2002, т.36, вып. 9, С. 1111–1121.

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ НАНОПОРОШКОВ $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$ ГЕКСАФЕРРИТА

Е. Ю. Коровин, А. Н. Бабинович, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: apr@mail.tsu.ru

Исследуется радиопоглощающий композиционный материал состава: порошковая краска – наноразмерный порошок гексаферрита $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$. Приведены магнитные спектры и частотные зависимости коэффициента отражения от композиционного поглощающего слоя.

В целях борьбы с радиолокационным обнаружением различных объектов военной техники используются специфические радиоматериалы, снижающие их радиолокационную заметность. Эти материалы различаются коэффициентом отражения, рабочим частотным интервалом, весом и толщиной, технологичностью производства и нанесения на защищаемые объекты. По способу снижения радиозаметности материалы делятся на интерференционные, поглощающие и рассеивающие. В основе теории снижения радиозаметности лежит электродинамическая задача по отражению электромагнитного излучения от слоя с электромагнитными характеристиками, отличными от среды распространения [1].

Радиопоглощающие материалы (РПМ) находят широкое применение при решении задач по снижению эффективной поверхности рассеивания движущихся объектов военной техники (самолеты, корабли, бронетанковая техника). Для решения этих задач применяются магнитные материалы, которые наиболее эффективно работают как покрытие металлических поверхностей. РПМ на основе магнитных материалов имеют ряд преимуществ по сравнению с другими типами РПМ и позволяют, как правило, достичь большей широкополосности при меньшей толщине покрытия, а также уменьшить вклад в обратное рассеяние, связанное с краевыми эффектами и поверхностными волнами.

Критерием эффективного применения магнитных материалов в технике является уровень их магнитных свойств. Вид частотных зависимостей магнитной проницаемости $\mu^*(\omega) = \mu'(\omega) - i\mu''(\omega)$ материалов существенным образом зависит от статических магнитных характеристик: намагниченности насыщения и магнитной анизотропии, которые определяются кристаллографической структурой, химическим составом, температурой и другими факторами. В [2] предложен ряд соотношений, использующих связь статических и динамических характеристик, для оценки границ применимости магнитодиэлектриков в в той или иной частотной области электромагнитного излучения. Среди ферритов наиболее высокими дисперсионными частотами обладают ферриты с гексагональной структурой, которые являются наиболее перспективными материалами для микроволновой области частот.

Известно, что идеальным РПМ является материал, у которого значения диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' - i\mu''$ проницаемостей равны. В этом случае нет отражения от внешней границы покрытия и модуль коэффициента отражения, равный [3]

$$R = \exp(-4\pi\sqrt{|\varepsilon||\mu|}d/\lambda) \qquad (1)$$

может быть уменьшен до очень малого значения вне зависимости от толщины покрытия путем увеличения ε" и μ". Толщина РПМ, позволяющая получить уровень коэффициента отражения R_0, равна [3]

$$d = \frac{\lambda}{4\pi\sqrt{|\varepsilon||\mu|}} \ln R_0 . \qquad (2)$$

На практике создание материала с $|\varepsilon| = |\mu|$ является сложной задачей, так как диэлектрические и магнитные свойства обусловлены различными физическими механизмами. Равенство диэлектрической и магнитной проницаемостей в узком диапазоне частот может быть достигнуто в многокомпонентных композиционных материалах [4–6].

Для получения радиопоглощающих материалов, обладающих высокой технологичностью и большой адгезией к покрываемым поверхностям используются композиционные материалы, в которых качестве связующего используются: водоэмульсионная краска [4], резина [6], эпоксидная смола [7].

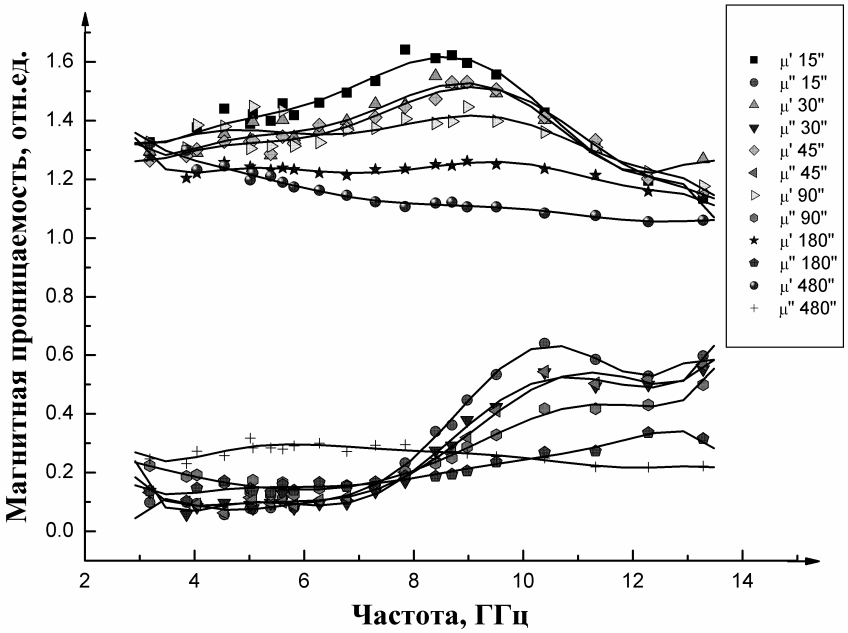


Рис. 1. Спектры магнитной проницаемости нанопорошка $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$

Данная работа посвящена экспериментальному исследованию радиопоглощающего композиционного материала на основе порошковой краски, магнитным наполнителем которой является наноразмерный порошок гексаферрита $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$. Исследовались нанопорошки, полученные в результате измельчения в высокоэнергетической планетарной мельнице с временами обработки 15, 30, 45, 90, 180 и 480 секунд.

Для изготовления образцов краска и феррит брались в следующих соотношениях: 20% и 80%, 30% и 70%, 40% и 60%, 50% и 50%, 60% и 40%, 70% и 30% по массе, соответственно. Порошки тщательно перемешивались и засыпались в цилиндрическую толстостенную фторопластовую форму с внутренним диаметром 16 мм и высотой 15 мм. После этого для полимеризации краски форма помещалась в конвективную термокамеру с автоматической регулировкой температуры, нагретую до 220°С, на 15 минут. Окончательная полимеризация образца проходила при комнатной температуре. Объемная усадка порошка при переходе в твердое состояние составляет 40%. Полученная после спекания заготовка представляет собой таблетку с внешним диаметром 16 мм и толщиной 10 мм.

Для проведения измерений в коаксиальной линии в полученной заготовке высверливалось центральное отверстие диаметром 6,95 мм. Готовый образец помещался в измерительную ячейку, которая обеспечивает падение электромагнитной волны аналогично свободному пространству.

Для измерения спектров магнитной проницаемости, приведенных на рис. 1, использовался многомодовый прямоугольный резонатор. Для этих измерений изготавливались образцы такого же состава в виде длинных стержней. По спектрам рассчитывался коэффициент отражения от слоя магнитодиэлектрика на металле при нормальном падении электромагнитной волны (рис. 2 и 3). Для сравнения расчетных и экспериментальных зависимостей спектров коэффициента отражения применялись формулы для обобщенной проводимости композиционных смесей. Расчет производился для покрытий с разной толщиной с целью выбора оптимального размера. На рис. 2 показана зависимость коэффициента отражения от толщины поглощающего слоя. Наилучшими поглощающими свойствами обладает поглотитель на основе нанопорошка, обработанного в течение 180 секунд при толщине слоя 8,6 мм.

Для выявления рабочего диапазона частот построены частотные зависимости коэффициента отражения от слоя композита на основе нанопорошка $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$ с разным временем обработки (рис. 3). Для расчета использовалась толщина слоя с наилучшими поглощающими свойствами, согласно рис. 2.

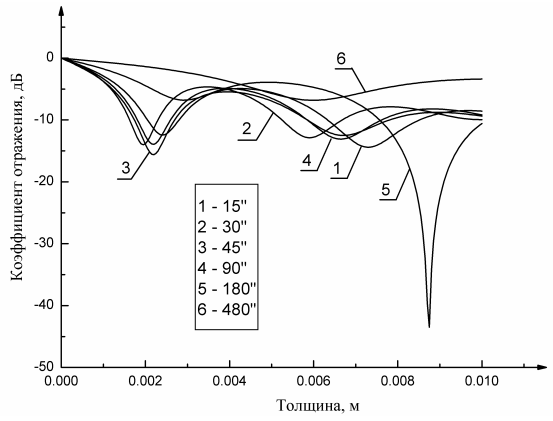


Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения от толщины покрытия на основе нанопорошка $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$

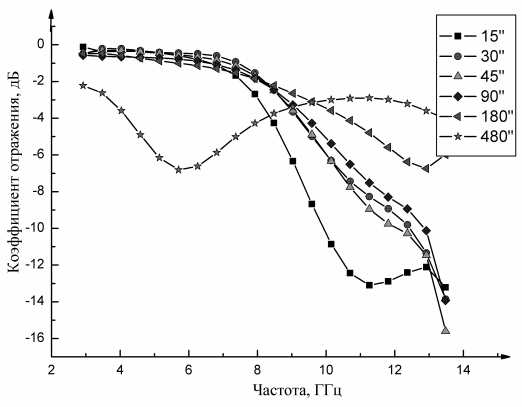


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения от слоя композита на основе нанопорошка $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$

Из рис. 3 следует, что при увеличении времени обработки спектр коэффициента отражения сдвигается в сторону высоких частот. Затем, начиная со 180 секунд, спектр смещается в сторону низких частот. Такое поведение спектров коэффициента отражения в зависимости от времени обработки указывает на возможность создания поглотителей с регулируемыми магнитными свойствами и созданием на их основе многослойных широкополосных поглощающих радиоматериалов. Основанием для такого заключения служит широкий динамический диапазон магнитной проницаемости исследуемого материала и смещение спектра коэффициента отражения в обе стороны от спектра с наименьшим временем обработки.

Список литературы

1. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах /Л.М. Бреховских.– М.: Наука, 1973.– 343 с.
2. Смит Я., Вейн Х. Ферриты / Я. Смит, Х. Вейн.– М.: Изд-во ИЛ, 1962.– 504 с.
3. Розанов К.Н., Старостенко С.Н. Влияние дисперсии магнитной проницаемости на широкополосность магнитных радиопоглотителей // Радиотехника и электроника, 2003.– Т.48.– №6.– С.715-723.
4. Радиопоглощающий материал и способ его приготовления: пат. RU2107705. №96121504/04; заявл. 04.11.1996; опубл. 27.03.1998.
5. Способ изготовления заграждающих и пропускающих частотно-селективных мембран: пат. RU2264008. №2003136968/09; заявл. 22.12.2003; опубл. 10.11.2005.
6. Алексеев А.Г., Корнев А.Е. Эластичные магнитные материалы / А.Г. Алексеев, А.Е. Корнев.– М: Химия, 1976.– 254 с.
7. Сусляев В.И., Коровин Е.Ю., Доценко О.А., Гартен М.С. Исследование динамических магнитных характеристик композиционных смесей на основе нанопорошков гексаферритов // Изв. вузов. Физика.– Томск, 2008.– Т.9.– С. 95–101.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРА СТРУКТУРЫ ДИСТИЛЛИРОВАННОЙ ВОДЫ РАДИОФИЗИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

А. А. Павлова, И. В. Столбов, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, г.Томск ,пр.Ленин, 36
E-mail: gelecopter@sibmail.com

В данной работе рассматривается метод определения количественного параметра структуры дистиллированной воды изменения энтропии в СВЧ диапазоне. Приведена методика проведения эксперимента, результаты и выводы.

В настоящее время особый интерес представляют исследования новых свойств известных материалов, которые казалось бы уже хорошо изучены. К таким материалам можно отнести обыкновенную воду. Например, считается, что омагниченная вода улучшает урожайность, способствует ускорению действия лекарственных препаратов, упрочняет бетон и т.д. [1-3]. Но при этом химический состав воды не изменяется. Это заставляет задуматься о ее структуре, а в частности об изменении ее при воздействии внешних факторов, таких как электрическое, магнитное, электромагнитное полей, температуры и т.д.

Вода относится к так называемым полярным жидкостям. Полярные жидкости – это жидкости, молекулы которых обладают дипольным моментом. К этому классу веществ относятся еще спирты, ацетон, кетоны и др. Структуру воды можно рассматривать, как систему взаимосвязанных диполей, ориентированных особым образом. К параметрам структуры можно отнести корреляционное число (число ближайших соседей) и энтропию активации. Корреляционное число больше связано со статической диэлектрической проницаемостью (ДП), а изменение энтропии связано с временем релаксации [4], которое определяется из спектров ДП в микроволновом диапазоне электромагнитного излучения.

Цель работы заключается в определении изменения энтропии активации дистиллированной воды при различных температурах.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. Измерены спектров ДП при различных температурах.
2. Определена зависимость времени релаксации от температуры.
3. Получены температурные зависимости изменения энтропии в разных температурных интервалах.

Для реализации первого этапа был проведен эксперимент на установке, состоящей из нескольких блоков. Основным ее элементом является универсальный широкополосный радиоспектроскоп Центра коллективного пользования «Центр радиоизмерений ТГУ» на основе анализатора цепей PNA E8363B фирмы Agilent Technologies и разработанного фирмой датчика в виде открытого конца волновода. Радиоспектроскоп позволяет исследовать диэлектрическую проницаемость жидкостей в диапазоне частот от 500 МГц до 40 ГГц. Его работа основана на определении коэффициента отражения СВЧ излучения от поверхности исследуемого материала. Исходя из этих данных, программное обеспечение анализатора цепей PNA E8363B определяет значения ДП.

Изменение температуры производилось с помощью микроклиматической камеры, позволяющей производить как нагревание, так и охлаждение образца. Измерения проводились в диапазоне температур от 0 до 25 ^{0}C.

Были получены спектры ДП при различных температурах (рисунок 1). Однако, изменение спектра ДП дистиллированной воды может быть связано не только с изменением структуры, но и с воздействием различных внешних факторов, например, из-за контакта воды с окружающим воздухом, а также из-за влияния микроволнового излучения, которое может быть не только индикатором изменений физических свойств, но и источником воздействия, нами принято решение провести исследование указанных эффектов с целью выявления возможных погрешностей радиофизического метода.

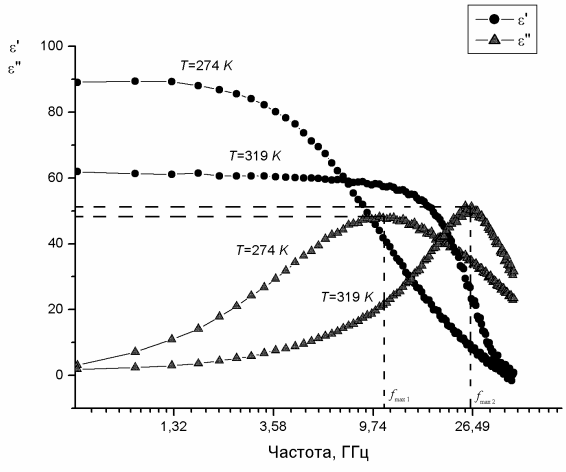


Рис. 1. Спектры ДП при температурах 274 К и 319 К

Исследование влияния на спектры ДП воды окружающего воздуха производилось следующим образом: первое измерение осуществлялось сразу при вскрытии ампулы и установки в климатическую камеру. Температура измерялась калиброванным терморезистором. После первого измерения с интервалом в пять минут измерения повторялись. Конечное время – 20 минут, что обычно затрачивается на проведение температурных измерений спектров ДП. Результаты изменения мнимой и действительной составляющих для определенных частот(линии на графике соответствуют частотам: 1 – 500 МГц; 2 – 4,72 ГГц; 3 – 19,855 ГГц; 4 – 40 ГГц), приведены на рис. 2. Частоты выбраны по обе стороны максимума мнимой составляющей ДП. Характер изменения действительной составляющей указывает на сдвиг спектра в область более высоких частот.

Метод исследования влияния на свойства воды многократного воздействия СВЧ-поля аналогичен вышеописанному, только ампула тщательно изолируется от окружающей среды пленкой.

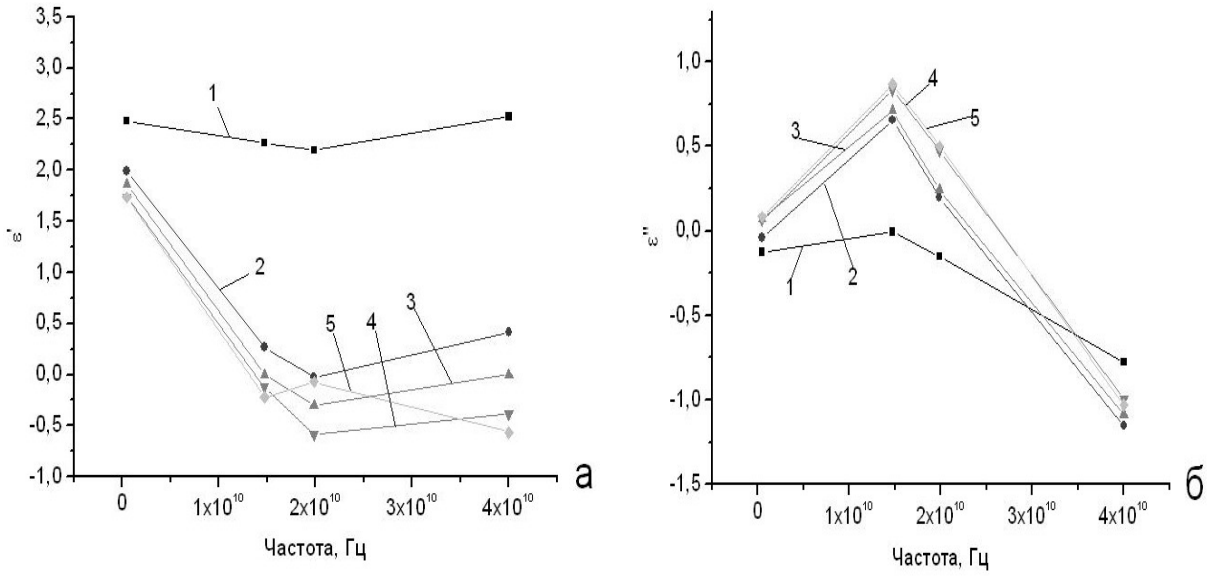


Рис. 2. Изменение действительной (а) и мнимой (б) составляющих ДП с течением времени:1 – начало эксперимента; 2 – 5 мин.; 3 – 10 мин; 4 – 15 мин.; 5 – 20 мин

Время релаксации вычисляется из полученных спектров ДП согласно выражению $2\pi f_{max}\tau=1$, где f_{max} – частота, на которой наблюдается максимум мнимой части комплексной ДП, τ – время релаксации.

Вследствие того, что для получения зависимости изменения энтропии от температуры следует находить производную, то необходимо полученную зависимость времени релаксации от температуры предварительно обработать. Так как исходная кривая имеет разброс точек, то, если не проводить обработку, зависимость $\Delta S(T)$ будет иметь беспорядочный вид и говорить об изменении структуры будет невозможно. Сглаживание производилось численными методами, в частности би-сплайнами. Зависимость $\tau(T)$ представлена на рисунке 3.

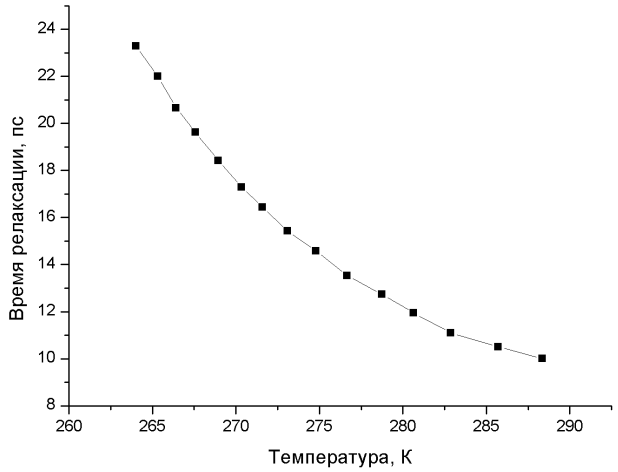


Рис. 3. Зависимость времени релаксации от температуры

Изменение структуры можно связать с изменением энтропии вещества. Для этого необходимо получить зависимость изменения энтропии от температуры. Ее можно рассчитать согласно [4] по формуле (1).

$$\Delta S = R\left(\frac{T}{\tau}\cdot\frac{d\tau}{dT}+1+\ln\frac{\tau kT}{h}\right) \quad (1)$$

Зависимость изменения энтропии от температуры представлена на рисунке 4.

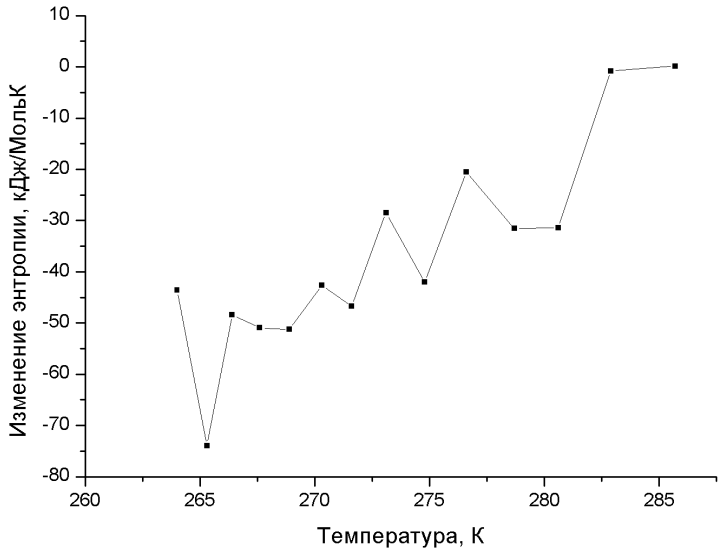


Рис. 4. Зависимость изменения энтропии от температуры

В результате проведенного исследования показано, что:

1. Наблюдается различное поведение действительных составляющих ДП от времени наблюдения для открытой и закрытой ампул.

2. Рост мнимых составляющих для открытого образцы указывает на изменение сквозной проводимости, возможно, за счет изменения состава (поглощения проводящих примесей из воздуха).

3. Для закрытой ампулы влияния СВЧ-излучения на величину мнимой составляющей не обнаружено.

Список литературы

1. Сокольский Ю.М. Омагниченная вода: правда или вымысел. – Ленинград: Химия, 1990.– 143 с.

2. Классен В.И.Вода и магнит.– М.: Наука, 1973. – 109 с.

3. Пасько О.А., Семенов А.В. Смирнов Г.В. и др. Активированные жидкости, электромагнитные поля и фликкер-шум. Их применение в медицине и сельском хозяйстве.– Томск: Томск. гос. ун-т систем и упр. и радиоэлектроники, 2007.– 410 с.

4. Шахпаронов М.И. Механизмы быстрых процессов в жидкостях. – М.: Высш. шк., 1980.– 351 с.

ТЕРМИЧЕСКОЕ НАПЫЛЕНИЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ ПЛЁНКОК НА ОСНОВЕ ФУЛЛЕРЕНА И НИКЕЛЯ

А. И. Дудник, А. М. Салакова, Э. А. Петраковская, Г. Н. Чурилов
В. И. Томилин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: afeliya_051@mail.ru

В работе описана технология термического напыление композиционных пленок на основе фуллерена и никеля. Представлены результаты исследований, ЭМР- спектры.

Открытие фуллеренов в середине 80-х годов прошлого века привело к появлению новых направлений в физике, химии, оптике и ряда других наук. Молекулы фуллеренов имеют замкнутую π-оболочку при ненасыщенных связях. Они способны легко отдавать и принимать электроны без разрушения структуры. Кристаллы фуллерена (фуллерит) являются полупроводниками с большой шириной запрещенной зоной 1.6-2 эВ. Фуллериты обладают фотопроводимостью, а при добавлении щелочных металлов становятся сверхпроводящими. Фуллерены нашли широкое применение в электронной технике, а именно в сенсорных датчиков. В частности для магнитооптических датчиков применимы композитные пленки на основе фуллерена и *3D*-металла. Таким образом исследование композиционных плёнок на основе фуллерена и никеля является актуальной проблематикой.

Цель работы является исследование температурной зависимости сопротивления композитной плёнки на основе фуллерена и никеля, а также определение влияния толщины никеля на свойство пленок.

Синтез фуллерена выполнялся по технологии электродугового испарения графитовых стержней при атмосферном давлении в гелии [1]. Выделение и очистка фуллеренов проводилась испарением раствора фуллеренового конденсата в бензоле.

При синтезе плёнок использовалась фуллереновая смесь, содержащая 80 % C_{60} и 15 % C_{70} и 5 % высших фуллеренов.

Для получения плёнок использовалась установка ВУП-5 оборудованная устройством индукционного нагрева. Никель наносился нагревом никелевой пластинки индуктором при температуре 1000 ^{0}C. Навеска фуллерена, помещённая в тигель из нержавеющей стали, также испарялась за счёт индукционного нагрева при температуре 470-480 ^{0}C. Давление в рабочей камере составляло $1 \cdot 10^{-5}$ мм. рт. ст. Навеска фуллерена массой 20 мг помещалась в тигель.

Исследование температурной зависимости сопротивления композитной плёнки на основе фуллерена и никеля проводились в атмосфере аргона. Установлено что, при увеличении температуры линейно увеличивается сопротивление. Следует отметить что, подобная зависимость свойственна чистым металлам (рис. 1). На воздухе сопротивление пленок медленно увеличивается (в течение суток на 4-5 Ом).

Далее для определения влияния никеля на свойства пленок были изготовлены два образца с разной последовательностью напыления никеля. Было изготовлено две пленки: в одном первым слоем был фуллерен, вторым – никель, во втором образце первый слой никель, второй – фуллерен.

Полученные плёнки исследовались методом электронно-магнитного резонанса (ЭМР). Графические зависимости приведены на рис. 2, 3.

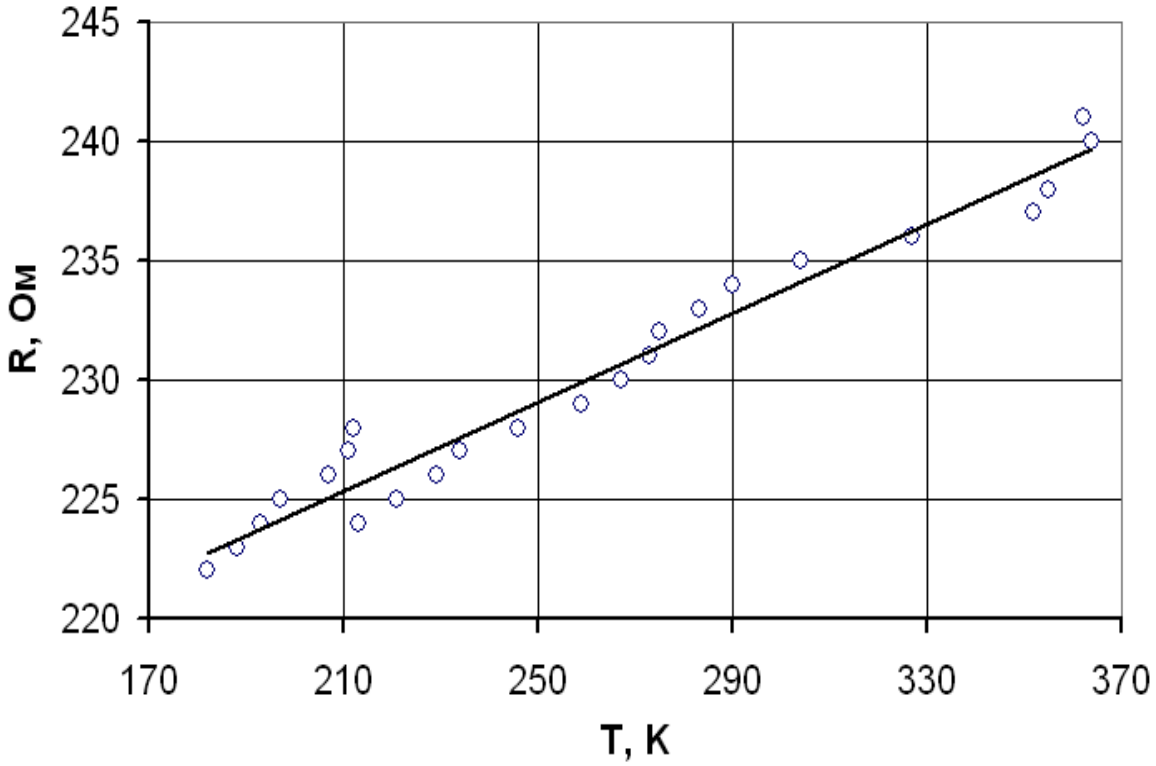


Рис. 1. Температурная зависимость сопротивления пленки фуллерен – никель

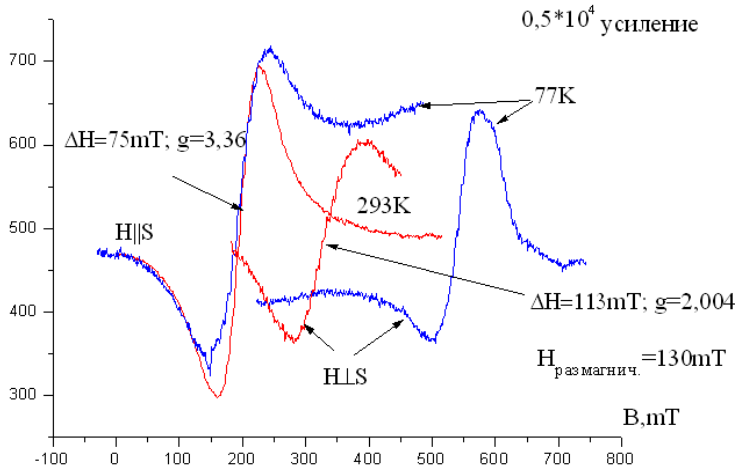


Рис. 2. ЭМР-спектр плёнки фуллерен – никель

Эти образцы оказались ферромагнитными. На рис. 2 показан ЭМР спектр плёнки с большим содержанием никеля, и у неё интенсивность ЭМР сигнала больше, чем у плёнки с меньшей толщиной никеля.

В случае если постоянное магнитное поле перпендикулярно поверхности пленки резонансное поле увеличивается (g-фактор уменьшается). Причиной является размагничивающее поле, которое в этой ориентации увеличивается. Легкая ось намагничивания пленки лежит в плоскости пленки, а трудная ось - перпендикулярна к ней. По этой причине для намагничивания требуется большее поле. Кроме того, важный фактор – магнитная анизотропия. Сдвиг резонанса получился пропорциональным намагниченности пленок. Увеличение сдвига при замораживании говорит о существенной роли магнитной анизотропии, которая в этом случае возрастает [2].

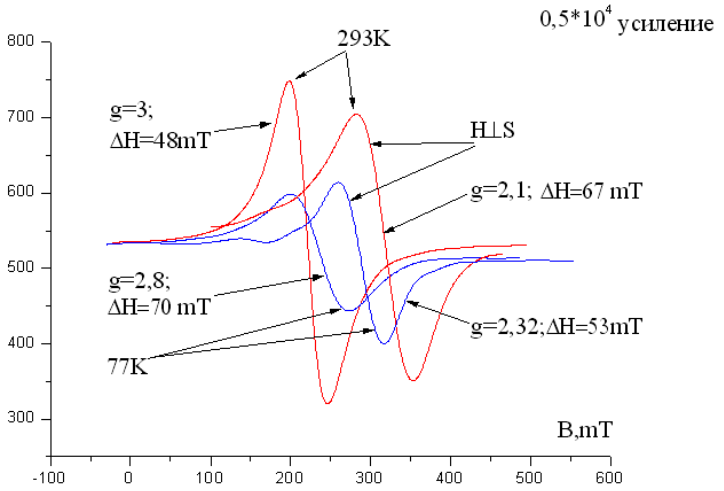


Рис. 3. ЭМР-спектр плёнки никель-фуллерен

Плёнка никель-фуллерен (рис. 3) ведет себя несколько иначе. Во-первых, при охлаждении ЭМР сигнал уменьшается и сдвигается. Во-вторых, в перпендикулярной и в параллельной ориентации магнитного поля относительно поверхности подложки

наблюдаются сдвиги при охлаждении в противоположные стороны. Причиной такого поведения, близкого к суперпарамагнитному, может являться образование островковой структуры плёнки, состоящей из кластеров с отрицательной константой внутренней анизотропии, что проявляется в соответствующем смещении резонанса при охлаждении [3].

В заключение отметим, что, исследование температурной зависимости композиционной пленки показало, что она имеет металлическую проводимость, которая свойственна чистым металлам. А так же результаты ЭМР-спектра показали, что второй образец пленки имеет суперпарамагнитное поведение, которое в дальнейшем тщательно будет исследоваться.

Список литературы

1. Чурилов Г.Н., Федоров А.С., Новиков П.В. Образование фуллерена С60 в частично ионизованном углеродном паре. // Письма в ЖЭТФ, 2002, т.76, вып.8, с. 604-608.

2. A. Laude. JMMM, 92v., 143 p., 1990 year.

3. E.de Biasi, C.A. Ramos., R.D. Zisler. JMMM, 262v., 235 p., 2003 year.

ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК С ОДНООСНОЙ И ОДНОНАПРАВЛЕННОЙ АНИЗОТРОПИЕЙ

П. Н. Соловьев, Б. А. Беляев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет,
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: so1ap@ya.ru

Исследованы зависимости плотности свободной энергии и равновесного направления магнитного момента в однодоменной тонкой пленке от величины и взаимной ориентации однонаправленной и одноосной магнитной анизотропии. Показана возможность построения петель гистерезиса при перемагничивании пленки в любом заданном направлении.

Исследование тонких пленок (ТМП) из магнитомягких материалов представляет большой интерес в связи с потенциальной возможностью их использования в различных электрически управляемых устройствах микроэлектроники. Для таких применений необходимы пленки с большой высокочастотной магнитной проницаемостью. Как известно, сильное влияние на СВЧ магнитную проницаемость пленок оказывает не только одноосная, но и однонаправленная магнитная анизотропия. Поэтому исследование процессов перемагничивания ТМП при варьировании соотношения величин одноосной и однонаправленной анизотропии, а также при изменении их взаимной ориентации в плоскости пленки важная и актуальная задача. Одноосная анизотропия наводится, как правило, плоскостным постоянным магнитным полем, накладываемым при изготовлении образцов, а однонаправленная возникает в результате обменного взаимодействия пленки с предварительно осажденным магнитожестким слоем.

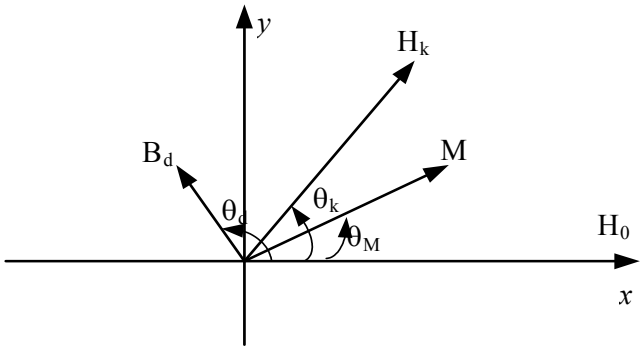


Рис. 1. Модель магнитной пленки с одноосной и однонаправленной анизотропией

Рассмотрим пленку, плоскость которой совпадает с плоскостью *Oxy*. Пусть внешнее поле H_0 ориентировано вдоль оси *Ox*, а поле одноосной анизотропии H_k направлено под углом θ_k к направлению H_0, и оно находится в плоскости пленки вместе с однонаправленной анизотропией B_s, образующей с полем H_0 угол θ_d (рис. 1). Вектор намагниченности насыщения M также находится в плоскости пленки и в равновесии образует с H_0 угол θ_M.

В этом случае плотность свободной энергии пленки, находящейся во внешнем магнитном поле и обладающей одноосной и однонаправленной анизотропией запишется как:

$$F = -H_0 M cos\theta_M - \frac{H_k}{2} M cos^2(\theta_k - \theta_M) - MB_d cos(\theta_d - \theta_M) \qquad (1)$$

Зная F, можно решить вопрос об условиях устойчивого состояния ферромагнетика (устойчивое равновесие вектора M). Исходя из принципа минимума свободной энергии, это условие для ТМП можно записать в виде:

$$\frac{\partial F}{\partial \theta_M} = 0 \qquad \text{и} \qquad \frac{\partial^2 F}{\partial \theta_M{}^2} > 0 \qquad (2)$$

Подставляя уравнение (1) в (2), получаем:

$$-H_0 sin\theta_M + \frac{1}{2} H_k \sin 2(\varphi - \theta) - B_d sin(\theta_d - \theta) = 0 \qquad (3)$$

Данное выражение сводится к уравнению четвертой степени, имеющему либо два, либо четыре корня. Эти решения соответствуют либо одному минимуму и одному максимуму, либо двум минимумам и двум максимумам плотности энергии. Отсюда следует, что существует либо одно, либо два равновесных положения вектора M: с меньшим минимумом – стабильное, с большим – метастабильное; это приводит к гистерезису [1].

Мною была составлена и написана на языке Delphi программа для численного решения данного уравнения. С помощью этой программы при различных параметрах полей исследовались зависимости равновесного угла магнитного момента M и плотности свободной энергии F от угла между направлениями одноосной и однонаправленной анизотропией. Полученные результаты представлены в виде трехмерных графиков. Графики строились для различных значений внешнего поля H_0, при постоянном значении поля одноосной анизотропии H_k = 5 Э и при развертке по величине поля однонаправленной анизотропии B_d .

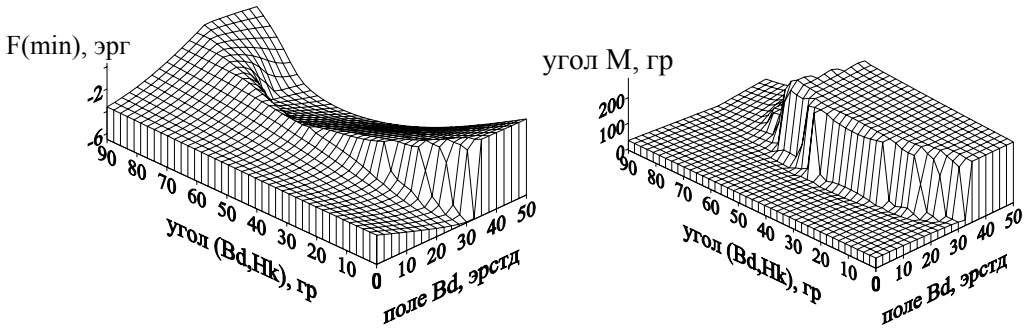


Рис. 2. Зависимость F(min) и соответствующего этому минимуму угла равновесного положения намагниченности от угла θ_d и величины B_d
при параметрах: $H_k = 5$ Э, $\theta_k = 45°$, $H_0 = 3$ Э

Присутствие однонаправленной анизотропии приводит, как известно, к смещению петли гистерезиса по оси поля развертки. Это можно увидеть из графиков (Рис. 3, 4, 5), построенных с помощью моей программы. Для некоторого диапазона величины внешнего магнитного поля H_0 может существовать два устойчивых направления магнитного момента – следствием этого и является гистерезис. Одному из этих положений соответствует более глубокий минимум свободной энергии F, другому – с меньшей глубиной. На графиках, представленных на рис. 2, строится минимальное значение F из двух возможных. Но после некоторого критического поля однонаправленной анизотропии B_d, гистерезис для фиксированного значения внешнего поля отсутствует, и строится единственное значение F (для верхней части петли). Данная свободная энергия сильно отличается от энергии для нижней части в большую сторону. Отсюда и наблюдается резкий скачок на графиках – он отделяет часть, где есть гистерезис, от той, где его нет.

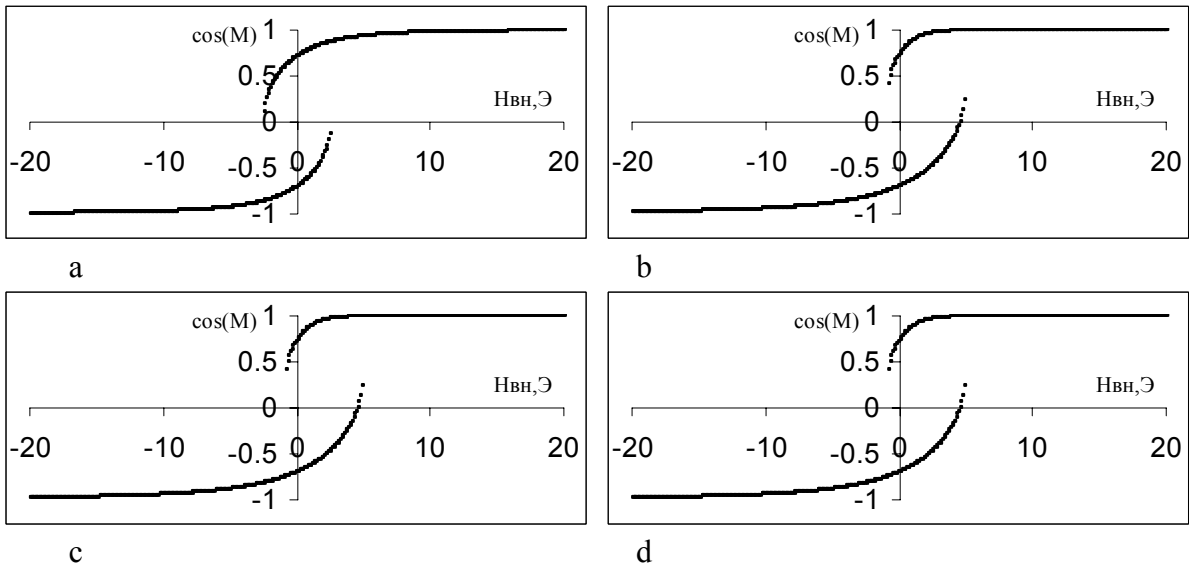
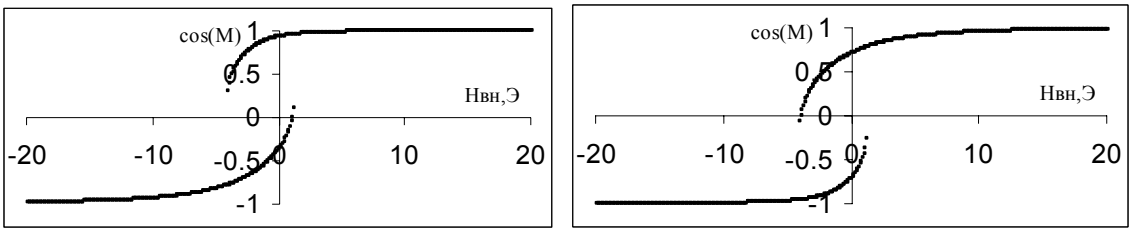
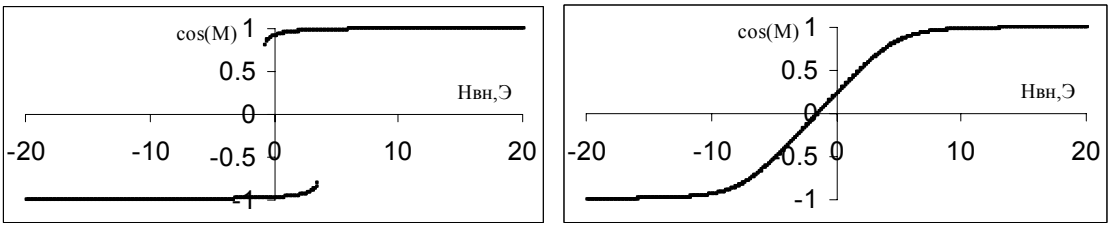


Рис. 3. Петли гистерезиса ТМП для различных полей однонаправленной анизотропии:
a- $B_d = 0$, b- $B_d = 3$ Э,c - $B_d = 4$ Э,d - $B_d = 5$ Э, при параметрах: $H_k = 5$ Э, $\theta_k = 45°$



a b

Рис. 4. Петли гистерезиса ТМП для различных углов между однонаправленной и одноосной анизотропиями: a- $(B_d, H_k)=90°$, b- $(B_d, H_k)=180°$ при параметрах: $H_k = 5$ Э, $B_d=2$ Э, $\theta_k = 45°$



a b

Рис. 5. Петли гистерезиса ТМП для различных углов между одноосной анизотропией и внешним полем: a - $(H_0, H_k) = 0°$, b - $(H_0, H_k) = 90°$,при параметрах: $H_k = 5$ Э, $B_d=2$ Э, $(B_d, H_k) = 45°$

В области величин поля B_d, где гистерезис отсутствует, наблюдается образование минимума минимумов свободной энергии. Минимум достигается, когда направление поля однонаправленной анизотропии совпадает с направление магнитного момента ($\Theta_{Bd} = \Theta_M$). Изначально $\Theta_M > \Theta_{Bd}$, с ростом Θ_{Bd} F(min) уменьшается, достигает минимума при равенстве углов, и начинает расти, достигая максимума при $\Theta_M \perp \Theta_{Bd}$. Этот минимум отсутствует в гистерезисной области, так как там выбирается направление магнитного момента соответствующее меньшему из минимумов, и $\Theta_{Bd} \neq \Theta_M$ на всем диапазоне изменения направления B_d .

При внешнем поле $H_0=8$ Э, этого не наблюдается, так как при таком поле гистерезиса нет.

Список литературы

1. Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц Электродинамика сплошных сред/ Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.- М.: Наука, 1992. -664 с.

СОЗДАНИЕ ФОТОННЫХ СТРУКТУР НА ПОРИСТОМ КРЕМНИИ

П. В. Харлашин, М. С. Московских, А. В. Полюшкевич
О. В. Семенова А. Я. Корец (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: HaPa_77@mail.ru

В данной работе приводится обзор экспериментальных и теоретических исследований многослойных оптических структур со сверхрешеткой, полученных электрохимическим анодированием монокристаллического кремния в растворе плавиковой кислоты с периодическим модулированием плотности тока.

В последнее время внимание исследователей привлекают так называемые фотонные кристаллы (ФК) - структуры, диэлектрические свойства которых меняются периодически в одном, двух или трех измерениях с характерным пространственным масштабом периодичности порядка оптической длины волны. К настоящему времени сформировалась новая область науки по изучению свойств ФК и устройств, базирующихся на их основе. Ценность концепции фотонных структур заключается в исследовании физических явлений с новой точки зрения, следующей из традиционных идей физики твердого тела и электромагнетизма. Благодаря наличию, вследствие периодичности, фотонных запрещенных зон (ФЗЗ) (спектральных областей, в которых электромагнитные волны не могут распространяться, испытывая отражения от структуры), фотонные кристаллы позволяют реализовать ряд интересных режимов распространения электромагнитных волн. С общей точки зрения фотонная структура является сверхрешеткой, в которой искусственно создан дополнительный период, на порядки превышающий период основной решетки. Фотонные структуры представляют новые возможности для нелинейных оптических явлений. Например, в то время, как распространение линейных волн с частотами, лежащими в запрещенной зоне ФК, невозможно, реализуется режим прохождения нелинейных волн с частотами в пределах запрещенной зоны. Высокая анизотропия фотонных структур дает множество потенциальных приложений в оптических телекоммуникационных технологиях, для создания узкополосковых спектральных фильтров, низкопороговых лазеров, высокоэффективных нелинейно-оптических преобразователей. Существенно расширить функциональные возможности фотонных структур можно за счет использования высоколабильных материалов, таких как жидкие кристаллы. Однако как стоимость самого материала, так и технология изготовления из него таких структур достаточно дорогая и имеет ряд сложностей в процессе реализации. В последние время на основе монокристаллического кремния создаются мезопористые, микропористые и нанопористые кремниевые структуры, которые могут стать перспективным материалом для изготовления подобных оптических систем и найти все более широкое применение в производстве элементной базы оптоэлектроники в качестве оптических фильтров, переключателей, межсоединений.

Исследования в данной работе проводились с целью получения многослойных оптических пористых структур на кремнии со сверхрешеткой простым и малозатратным методом электрохимического анодирования монокристаллического кремния п – типа проводимости, кристаллографической ориентации 100 с удельным сопротивлением 8 – 10 Ом/ см в водном растворе плавиковой кислоты. Были изучены зависимости влияния технологических режимов и структуры пористого кремния на оптические свойства получаемых образцов, формирование сверхрешетки (фотонной зоны) на основании спектров отражения и пропускания в видимой и инфракрасной области спектра и их стабильность от срока хранения образцов. Были созданы структуры подобные Бреговскому отражателю и фильтру Фабре-Перо. Структуры Бреговского отражателя формировались по принципу периодического повторения сдвоенных слоев, отличающихся коэффициентом отражения (Котр), зависящим от толщины и степени пористости, которые изменялись за счет варьирования времени и плотности тока анодирования (рис 1).

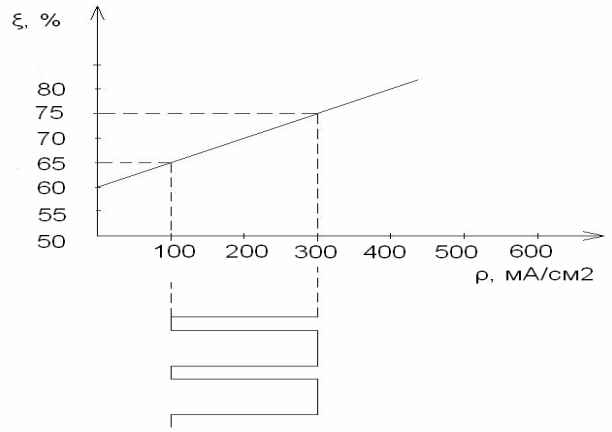


Рис. 1. Зависимость степени пористости слоев от плотности тока анодирования

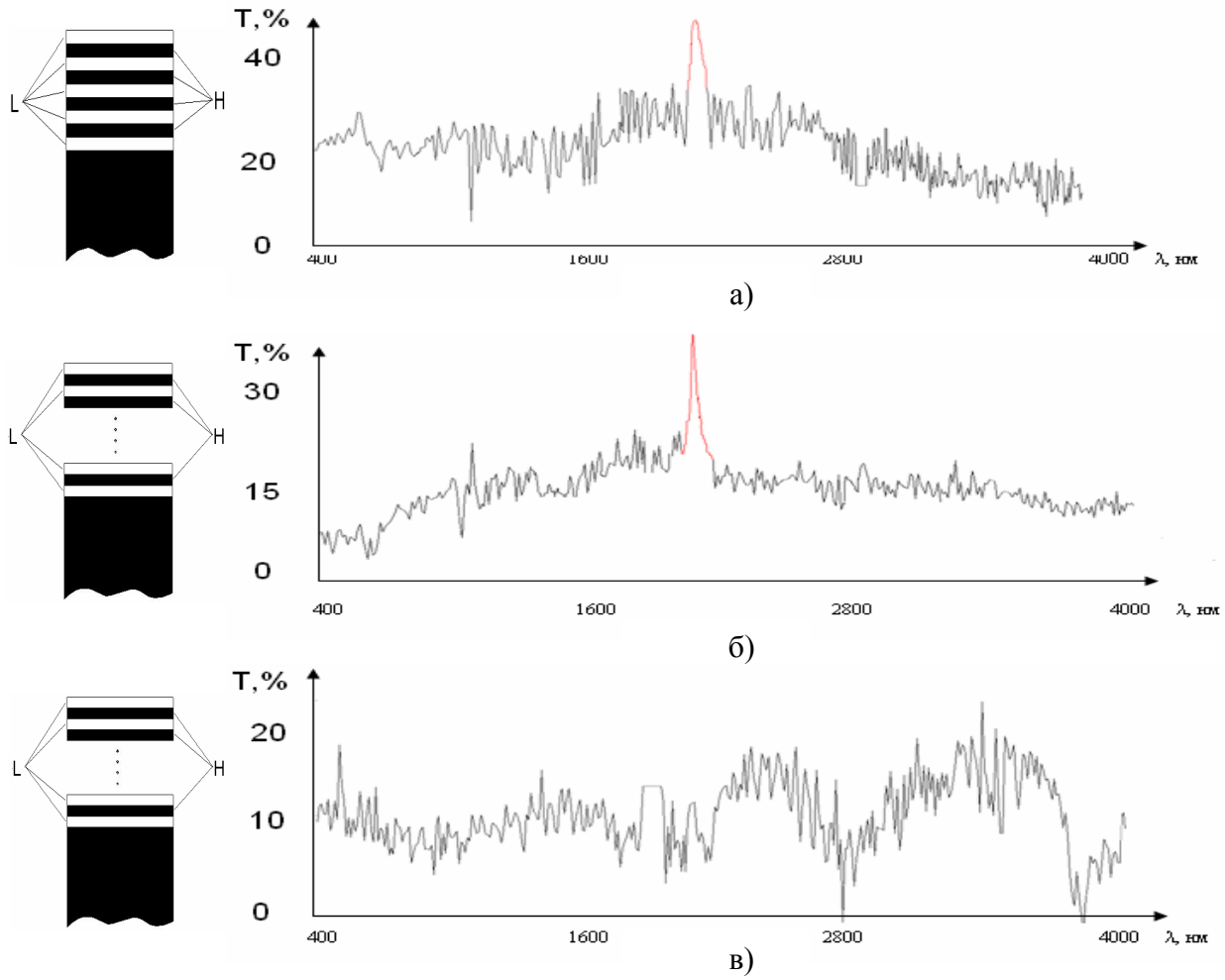


Рис. 2. Структуры и спектры отражения образцов пористого кремния с периодическим повторением сдвоенных слоев с различным Котр, где Н – слой имеющий высокий Котр, L –низкий Котр для: а, б – 5 и 20 сдвоенных слоев, полученных при плотности тока j_1 = 5 мА/см^2, j_2 = 80 мА/см^2 и времени анодирования t_1 = 18 с, t_2 = 2 с соответственно и в – 20 сдвоенных слов, полученных при плотности тока j_1 = 5 мА/см^2, j_2 = 80 мА/см^2 и времени анодирования t_3 = 54 с, t_4 = 6 с соответственно

Полученные спектры (рис. 2 а, б) указывают на увеличение высоты и сужение пика при увеличении числа повторений сдвоенных слоев с различными коэффициентами отражения (Котр). Варьирование толщиной индивидуального слоя при той же пористости структуры приводит к смещению и появлению периодически повторяющихся пиков во всем частотном диапазоне (рис. 2, в). Пористые структуры для фильтров Фабри – Перо формировались по принципу изменения коэффициента отражения от слоя к слою со структурой изображенной на рис. 3, полученная структура является комбинацией сдвоенных слоев HL…HLLH…LH, где H – обозначен высокий Котр слоя, а L –низкий Котр слоя.

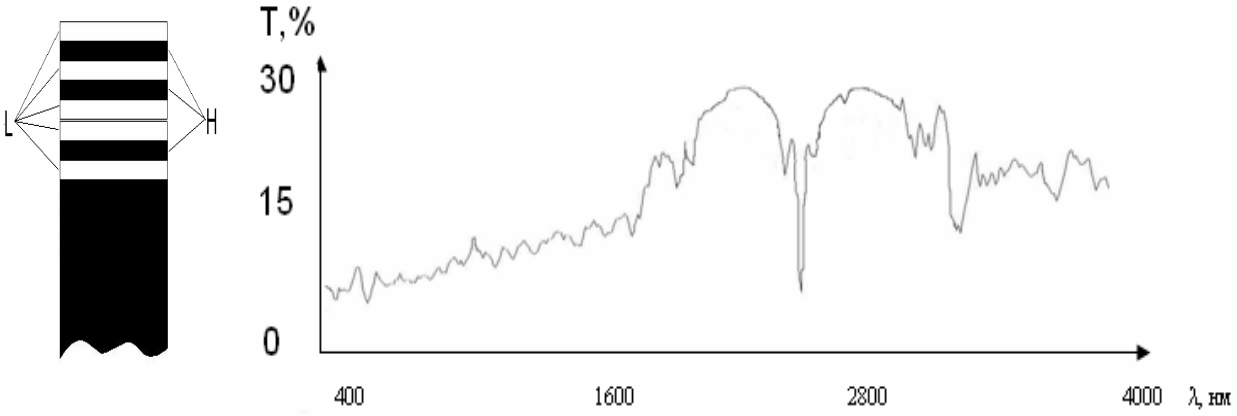


Рис. 3. Структура и спектр отражения образца, полученного по принципу HL…HLLH…LH с периодическим повторением 8 сдвоенных слоев с различным Котр при плотности тока j_1 = 5 мА/см^2, j_2 = 80 мА/см^2 и времени анодирования t_1 = 18 с, t_2 = 2 с соответственно

Полученный спектр такой структуры характеризуется сдвоенным пиком вместо одного пика, который наблюдается в случае Бреговского отражателя. Резкий спад между двумя максимальными значениями в спектре отражения указывает на сужение энергетической зоны. Этот резкий зонный переход в спектре сильно смещается в частотном диапазоне в зависимости от толщины двух слоев. Это указывает на возможность модификации частотных характеристик фильтра. При реализации таких структур следует учитывать ряд факторов: дисперсию, абсорбцию и интерференцию, возникающих из-за структурных несовершенств на границе раздела между слоями, неоднородности их толщины и пористости, разной скорости фронта травления. Это показывает, что электрохимическое анодирование комплексных слоев не оставляет слои произведенные первыми без изменения. Коэффициент отражения при формировании первого сдвоенного слоя, в последствии, в связи с рядом повторений формирования сдвоенных слоев уменьшается и смещается в длинноволновую часть спектра. Замечено, что структуры высокой степени пористости не могут быть достаточно стабильны и прочны механически, и легко и часто трескаются во время их обработки. Это является одной из причин сложности работы с такими образцами. Структуры малой степени пористости оказываются более стабильными даже при малых толщинах. Кроме, того, замечено, что многослойные пористые структуры более чувствительны к изменению во времени по сравнению с однослойными. Однако в результате введения ряда технологических решений (введение дополнительной обработки, освещения в процессе анодирования и т.д.), возможно создание образцов с высокими стабильными параметрами. Так ряд образцов практически не изменяли своих свойств в течение 2-летнего периода

хранения. Их отклонение составило около 5%. По литературным данным такое отклонение наблюдаются уже в первые минуты и часы хранения подобных структур. Как ясно из полученных спектров большой пик интенсивности может оказаться в ИК области и быть достаточно большим как по амплитуде, так и по оптической плотности. В этом спектральном диапазоне, возможно, реализовать слои со сверхрешеткой и получить пористые кремниевые структуры, которые могут быть отделены под действием импульсного тока от подложки (включая режим электрохимического полирования). Эффективность таких структур может быть повышена за счет увеличения числа повторений сдвоенных пористых слоев, варьирования их толщины и пористости. На основании проведенной работы следует, что электрохимическое анодирование позволяет получить системы, которые обычно требуют комбинации, по крайней мере, двух материалов с различными показателями отражения, простым путем и могут быть использованы в качестве оптических отражателей и фильтров в кремниевых оптических приборах.

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОРЕЛЬЕФА 3D – СТРУКТУР (ДИФРАКЦИОННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ) ПРИ ПОМОЩИ ПАКЕТА CST MICROWAVE STUDIO

В. А. Бахтина, С. С. Алексеев, А. И. Шабуров
Ю. В. Коловский, L. Karpov*, V. Mancevski* (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: SL_507@mail.ru
**Xidex Corporation*
8906 Wall St.,Austin TX 78754,USA

В статье приведено описание действия измерительного блока для слежения за параметрами антенн, изготовленного на базе дифракционных объективов. Так же, описана оптическая схема работы дифракционного оптического элемента (ДОЭ), входящего в состав дифракционного объектива и проведено моделирование части этой оптической схемы в программном пакете CST MICROWAVE STUDIO.

Контроль правильности развёртывания в космосе спутниковых антенн в настоящее время осуществляется с помощью регистрации всего сетеполотна объекта. В данной статье предлагается решение проблемы с помощью регистрации не всего периметра, а отдельных маркировочных знаков (реперов), нанесенных на поверхность антенны. Для решения поставленной задачи предлагается стереометрический метод измерения координат реперов с использованием специальных дифракционных объективов. Для этого необходимо на определенном расстоянии расположить измерительный блок, который состоит из дифракционного объектива и матричного фотоприемника, на котором регистрируется изображения реперов антенны

По координатам изображения репера на матричном фотоприемнике определяются координаты репера x, y, z в пространстве.

Для измерения координат реперов с большой точностью стереосистема должна рассматривать отдельные участки антенны. Варианты реализации с использованием различных методов сканирования весьма затруднительны ввиду сложности изготовления сканирующих систем с требуемой точностью. Сложен также в реализации вариант решения задачи на базе нескольких камер. К тому же измерительная система будет иметь большую массу.

Следует полагать, что решение поставленной задачи требует операции уменьшения (сжатия) объема регистрируемой информации.

Операция сжатия информации может быть эффективно реализована при использовании решетчатых фильтров (дифракционных оптических элементов), которые могут быть вмонтированы в существующие проекционные объективы или размещены на входе объективов.

Сжатие объема регистрируемой информации и уменьшение массогабаритных показателей прибора не единственные причины для реализации объективов с ДОЭ. Основная причина этого решения – быстрый износ обычной оптики (линз, призм и т.д.) в условиях космоса.

Входящий в состав измерительного блока дифракционный оптический элемент (ДОЭ) представляет собой стеклянную пластинку с нанесенным на нее микрорельефом. Оптическая схема ДОЭ для реализации сжатия объема регистрируемой информации приведена на рис. 1.

Отраженный свет проходит через ДОЭ, при этом призма фиксирует угол, отраженного от репера света, цилиндрическая линза растягивает изображение реперов находящихся на достаточно большом расстоянии от блока, параболическая линза фокусирует лучи в одной точке. Так как после прохождения через систему призм и линз световой пучок рассыпается, после нее устанавливается диафрагма, для пропускания только основного лепестка излучения и «отсечения» боковых.

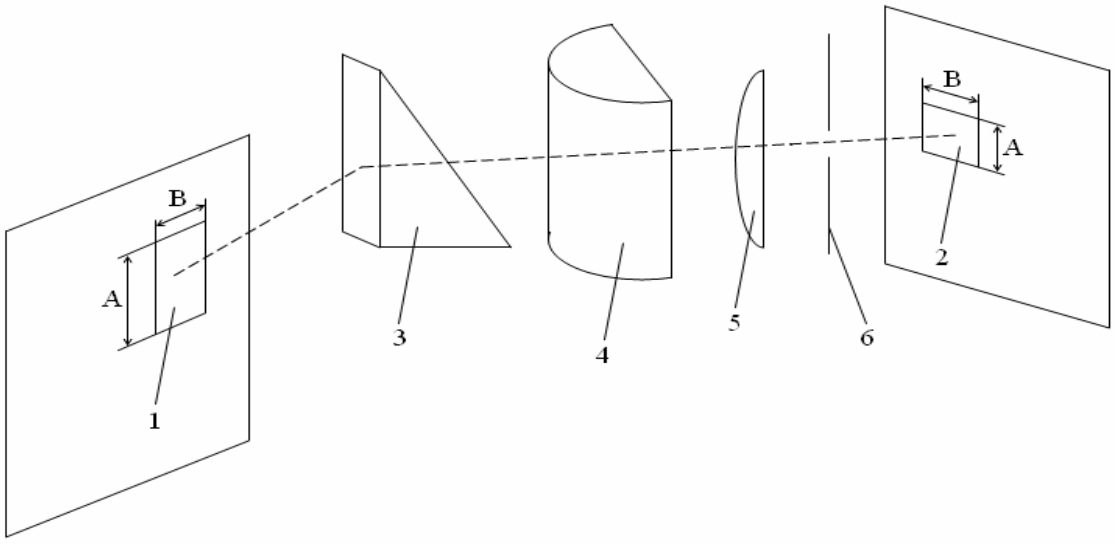


Рис. 1. Оптическая схема ДОЭ для регистрации одного реперного знака:
1 – фактический размер реперного знака (A>B);
2 – размер реперного знака после сжатия (A~B); 3 – призма;
4 – цилиндрическая линза; 5 – параболическая линза; 6 – диафрагма

Целостная схема и принцип действия измерительного блока с дифракционным объективом изображена на рис. 2. Измерительный блок (2) устанавливается параллельно антенне на некотором расстоянии от нее. После прохождения света через оптическую схему ДОЭ, информация передается на матричный фотоприемник (4). Следует отметить, что объем информации, снятой с каждого репера после прохождения через ДОЭ становится примерно одинаковым, несмотря на удаленность реперного знака от измерительного блока.

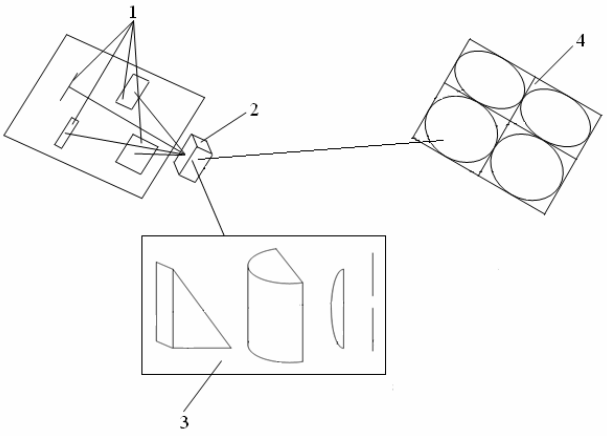
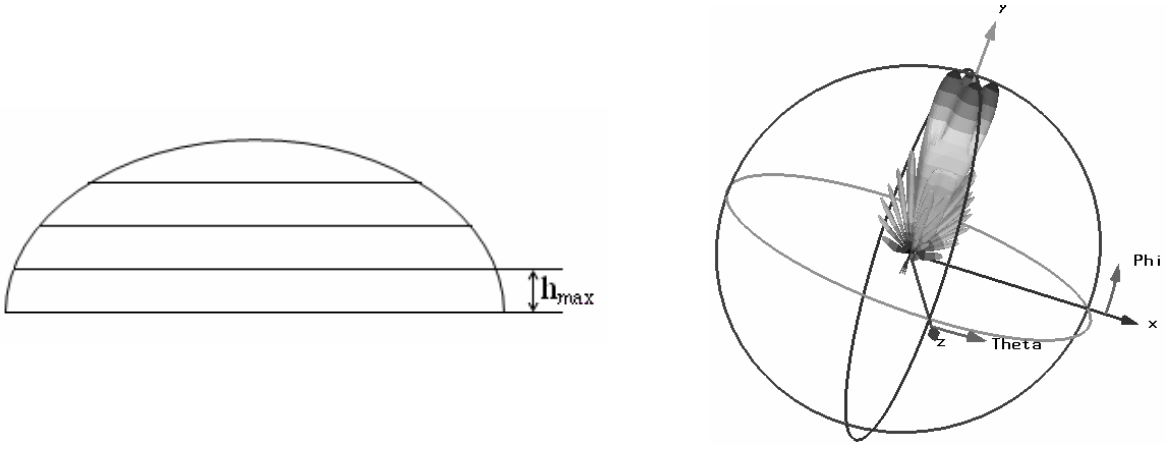


Рис. 2 Схема работы измерительного блока: 1 – часть сетеполотна антенны с реперными знаками; 2 – измерительный блок; 3 – оптическая схема ДОЭ; 4 – матричный фотоприемник

Как уже было отмечено, микрорельеф ДОЭ состоит из нанесенного на одну подложку рельефа призмы, цилиндрической и параболической линз. Рельеф этих объектов представляет собой приведение их фазовой функции к периоду 2π.

Ниже приведено описание моделирования микрорельефа параболической линзы с помощью пакета CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS).

Формирование микрорельефа параболической линзы, как было отмечено выше, начинается с приведения фазовой функции к периоду 2π (рис. 3 а). Диаграмма направленности цилиндрической линзы приведена на рис. 3 б.



а) *б*)

Рис. 3: а – приведение фазовой функции параболической линзы к интервалу (0, 2π]; б – диаграмма направленности параболической линзы

Максимальная высота дифракционного микрорельефа определяется выражением:

$$h_{\max} = \frac{\lambda}{1-n}, \qquad (1)$$

где λ – длина волны; n – коэффициент преломления материала линзы.

В результате приведения фазовой функции линзы к интервалу (0, 2π], реализуется кусочно-непрерывный микрорельеф, но на практике его получение невозможно из–за технологических ограничений, реальный профиль микрорельефа (бинарный) и его диаграмма изображены на рис. 4.

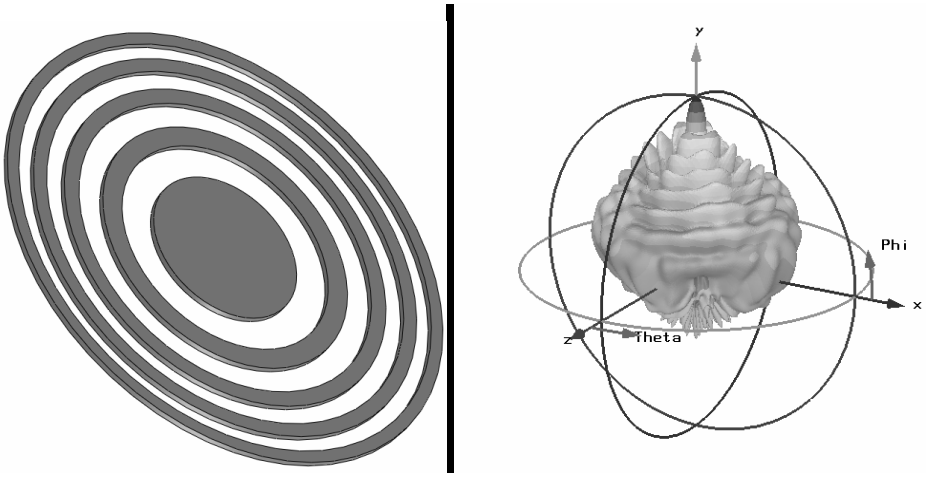


Рис. 4. Бинарный микрорельеф параболической линзы
и его диаграмма направленности

Высота бинарного микрорельефа равна $h_{max}/2$, т.е. половине высоты кусочно-непрерывного. В результате форма микрорельефа должна иметь диаграмму направленности идентичную диаграмме направленности параболической линзы (рис. 3 б). Диаграмма направленности реального микрорельефа (рис. 6) совершенно не схожа с идеалом, следовательно, бинарный микрорельеф не может обеспечить то же распространение световых волн, что и обычная линза. Для решения проблемы необходимо заменить кольца некими фигурами, отражающими так же как обычная линза и избавиться от периодичности.

Работы, связанные с преобразованиями микрорельефа, для получения необходимой диаграммы направленности планируется проводить в дальнейшем.

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ ЯЧЕЙКИ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ПОРИСТЫХ СЛОЕВ НА ПЛАСТИНАХ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ

Ю. С. Метелкин, А. В. Пацков, Д. А. Жарников,
В. А. Юзова (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. акад. Киренского, 26, 8(3912)2-498-203,
e-mail: yuzovav@yandex.ru,

Разрабатывается электрохимическая ячейка для получения низкоразмерного (пористого) кремния, позволяющая заменить дорогостоящие платиновые электроды на электроды, выполненные из никеля. В ячейке решен ряд конструкторских задач.

Когда специалисты применяют термин "пористый кремний", то обязательно имеют в виду, что речь идет о материале не с фиксированными параметрами, а с изменяющимися разнообразными свойствами, зависящими от показателя пористости и морфологии пор. Известно, что поры принимают самые причудливые формы и могут иметь вид кактуса с

отростками, зигзагообразного колодца, корневой системы дерева, цилиндрических колонн и т.д. Поэтому многообразие морфологии пор пористого кремния неизбежно приводит к многообразию оптических, электрических, механических характеристик материала [1]. Кроме этого необходимо иметь в виду, что стенки пор покрыты продуктами электрохимических реакций и адсорбированными атомами. Поэтому химический состав поверхностных слоев пор заметно влияет на свойства пористого кремния.

Характерной чертой пористого кремния является большая суммарная площадь его внутренней поверхности. Наличие развитой химически активной поверхности определило области широкого практического применения пористого кремния в микроэлектронике.

Слои пористого кремния получают в электрохимических ячейках, выполненных из материалов, способных не растворяться в растворах плавиковой кислоты [2]. Корпус ячейки, как правило, выполняют из фторопласта, электроды – из платины. Конструкции ячеек самые разнообразные, но принципиально по способу подвода электрического потенциала к исследуемому образцу их можно разделить на два типа: ячейки с механическим и жидкостным контактами. Проще всего реализовать конструкции ячеек с механическим контактом к исследуемому образцу. Такие ячейки используются наиболее часто. Существенным недостатком этих ячеек является то, что из-за неодинакового падания напряжения по поверхности полупроводникового образца свойства пористых слоев различны в разных точках поверхности. Поэтому приходится на обратную сторону кремниевых образцов наносить металлические покрытия, которые далеко не все стойки к действию растворов плавиковой кислоты. В противном случае возможно получение равномерных по поверхности пористых слоев на малых площадях (единицы мм^2).

Ячейки с жидкостным контактом лишены описанного недостатка. Но из-за сложности в герметизации кремниевого образца между двумя камерами с растворами плавиковой кислоты они используются редко. Нам известно одно применение таких ячеек в методе Унно-Имаи при получении пористых слоев на кремнии [3]. Однако, конкретных описаний конструкций ячеек, реализующих жидкостный контакт, за исключением их схематического изображения, нам пока обнаружить не удалось.

На рис.1 приведена схема электрохимической ячейки, реализующей метод Унно – Имаи.

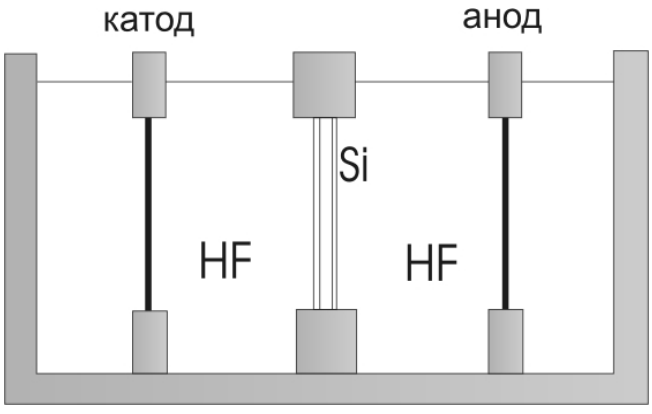


Рис. 1. Электрохимическая ячейка Унно – Имаи

Известно, что в приведенной ячейке в качестве анода и катода используются платиновые проволоки, а корпус выполнен из материала, стойкого к воздействию плавиковой кислоты (HF).

Целью работы является разработка конструкции электрохимической ячейки для получения пористых слоев на пластинах монокристаллического кремния, реализующая метод Унно – Имаи.

Исходя из условий формирования наноканалов в кремнии, к электрохимическим ячейкам предъявляются следующие требования:

1. Материалы, из которых изготавливается ячейка и электроды, должны быть устойчивы к действию кислот электролита, в частности к воздействию плавиковой кислоты (HF).

2. Электроды должны иметь форму пластин с размерами не менее размеров получаемых образцов для формирования равномерного электрического поля между ними.

3. Конструкция должна обеспечивать возможность осуществления подсветки образца, т.к. процесс формирования наноканалов в случае n-типа проводимости практически не реализуем без воздействия света.

4. Концентрация и температура электролита должны быть постоянными в течение процесса. Для поддержания постоянной концентрации электролита необходим достаточно большой объем камеры либо возможность доставки новых порций электролита.

5. Контакт электрод – образец должен обладать наименьшим сопротивлением и быть омическим.

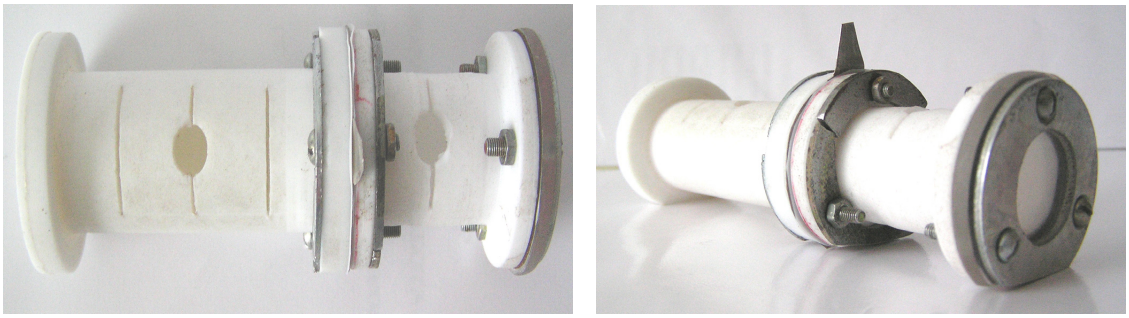
6. Площадь получаемых пористых слое должна быть не менее 3 $см^2$, т.е. на порядок больше, чем получают в настоящее время.

7. Напряженность поля в рабочей камере ячейки должна регулироваться конструкцией ячейки.

Используя многолетний опыт получения пористых слоев на кафедре КиПР [4 – 10] рассматривались следующие материалы для изготовления ячейки. Хорошо зарекомендовал себя фторопласт как конструкционный материал. Этот материал химически стоек по отношению к действию плавиковой кислоты и ее растворов, технологичен, недефицитен, обладает низкой стоимостью.

Платиновые электроды были заменены на электроды из никеля, т.к. платиновые электроды больших размеров имеют огромную стоимость. Никель в растворах плавиковой кислоты растворяется медленно. Материал этот недефицитен и не дорог по стоимости. Можно использовать никелевую фольгу, выпускаемую промышленностью в широком ассортименте. Даже если никель будет растворяться при длительном процессе анодирования, то растворенные положительно заряженные ионы металла не могут осаждаться на анодной стороне кремниевой пластины и не будут изменять свойств формируемого пористого слоя. Важно только, чтобы ионы металла существенно не изменили проводимость электролита за время проведения процесса эрозии кремния (анодирования).

Ячейка в собранном виде представлена на рис 2.



а) *б)*

Рис. 2. Общий вид ячейки с жидкостным контактом: а) – вид сверху; б) – вид сбоку

Ячейка состоит из двух камер, имеющих сверху прорези для вставки электродов и вливания электролита. Расстояние между электродами регулируется. Между камерами помещается кремниевая пластина, и камеры герметизируются эластичными прокладками, стойкими к агрессивной среде. Камеры стягиваются винтами. На одном из торцов ячейки имеется прозрачное окно, через которое вводится свет в одну из камер, освещая нерабочую сторону кремниевой пластины. В этой камере электрод изготавливают таким образом, чтобы свет свободно проникал к кремниевому образцу.

Испытания показали работоспособность ячейки при всех необходимых режимах получения пористых слоев на кремнии.

Конструкция ячейки будет использована как в научных целях при получении низкоразмерных структур на полупроводниках, так и в учебном процессе при выполнении лабораторных работ по дисциплинам технологического профиля, бакалаврских аттестационных работ, магистерских, аспирантских диссертаций.

Список литературы

1. Зимин С.П. //Соросовский образовательный журнал, 2004, т.8, №1, с.101–107.

2. Балагуров Л.А. //Материаловедение. 1998. Вып. 1, С. 50–56; Вып. 3, С. 23–45.

3. Зимин С.П., Преображенский М.Н., Зимин Д.С.. // Письма в ЖТФ, 2000 г. 26, в. 1, с. 24-29.

4. Юзова В.А., Черемных Н.П., Угрюмов А.В..// Сб. науч. труд. «Современные проблемы радиоэлектроники» Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004, С. 176-177.

5. Юзова В.А., Угрюмов В.А., Пузырь А.П., Бондарь В.С., Зеер Г.М., Митин А.А. // Тезисы докладов Совещания «Кремний 2004» (Иркутск, 5-9 июля 2004 г.) Иркутск: Издательство Института географии СО РАН, 2004, С. 188.

6. Юзова В.А., Исхаков Р.С., Чеканова Л.А., Комогорцев С.В., Семенова О.В., Фоменко Н.А. // Тезисы докладов Совещания «Кремний 2004» (Иркутск, 5-9 июля 2004 г.) Иркутск: Издательство Института географии СО РАН, 2004, С. 190.

7. Юзова В.А.,Пузырь А.П, Угрюмов А.В., Каргин В.Ф., Бондарь В.С. // Тезисы докладов Международной НТК «Электронная микроскопия 2004» (Москва, июнь 2004 г.). М.: Изд-во МГУ, 2004. С. 234.

8. Исхаков Р.С., Чеканова Л.А., Юзова В.А., Комогорцев С.В., Семенова О.В. // Кремний 2006. Сб. тр. 3-го Российского совещания по росту кристаллов и пленок кремния и исследованию их физических свойств и структурного совершенства. Красноярск: Изд-во Института физики СО РАН, 2006, с. 83.

9. Юзова В.А., Исхаков Р.С., Чеканова Л.А., Комогорцев С.В, Суворова В.В. // Сб. «Высокоэнергетические процессы и наноструктуры (Ставеровские чтения)» Материалы Всерос. конф. с междунар. участием. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2006, с. 208-211.

10. Исхаков Р.С., Комогорцев С.В., Чеканова Л.Г.,Балаев А.Д., Юзова В.А., Семенова О.В. // Письма в ЖТФ, 2003, т. 27, вып. 7, с. 1-9.

11. Юзова В.А., Пузырь А.П. //Письма в ЖТФ, 2008, т. 34, вып. 10, с. 34-38.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ВЕРОЯТНОСТНО-МАТЕМАТИЧЕСКАЯ СРЕДА РАЗДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ БАЗЫ НА КЛАССЫ КАЧЕСТВА

А. Н. Митьков, Л. М. Фомич (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: mitkoff@bk.ru

Наиболее важным критерием радиоэлектронных средств (РЭС) является надежность их функционирования, что связано с качеством современной электронной элементной базы (ЭЭБ). В работе рассматривается построение методики, позволяющей разделить ЭЭБ на классы качества.

Известно, что высокая потенциальная эффективность (ПЭ) электронных средств (ЭС) достигается путем использования различных конструкторско-технологических мероприятий в общей системе управления их качеством. Наиболее важным из мероприятий является применение наиболее качественной ЭЭБ, в частности, интегральных микросхем, микропроцессоров. Такая задача решается на основе построения дискретной модели, отражающей образ наиболее качественных элементов. К дискретной модели предъявляются следующие требования: однородность связей пространств параметров и реализаций ЭС, влияющей на правильность построения классов качества; компактность классов, что отвечает их статистической различимости. В данном случае для решения задачи достаточно иметь два класса точности.

Предварительно формируется матрица значений параметров ЭЭБ одного функционального назначения в натуральном виде:

$$X = (x_{iq} \Big|_{q=\overline{1,N}}^{i=\overline{1,n}}), \tag{1}$$

где: x_i – значение i-го параметра q-ой реализаций в натуральном виде, n – количество параметров, которыми характеризуется ЭЭБ, N – число реализаций матрицы. Характерно, что чем больше вариация соответствующих параметров матрицы (1), тем в большей степени они различает классы качества ЭС.

Затем параметры ЭС приводятся к безразмерному виду, что делает их сопоставимыми в решении задачи. Некоторые параметры многомерного пространства являются неинформативными, что существенно сказывается на объективности дискретной модели. Поэтому производится сжатие многомерного пространства первоначальных значений параметров с целью выделения из них наиболее информативных. Для этого используется разработанный метод.

Наиболее информативные параметры ЭС приводятся к стандартизованному виду, обеспечивающему единую количественную базу их отсчета:

$$X_{iq} = \frac{1}{\vartheta_i}(x_{iq} - \overline{x_i}), \tag{2}$$

где, x_{iq} – значение i-го параметра q-ой реализаций в безразмерном виде, $\overline{x_i}$ - оценка математического ожидания i-го параметра, ϑ_i – среднеквадратичное значение i -го параметра.

В результате получаем матрицу значений параметров в стандартизованном виде:

$$X=[x_{iq}]. \tag{3}$$

Дальнейшее преобразование базы данных сводятся к ортогонализации пространства параметра, что обеспечивает высокую вероятность правильного построения классов качества ЭЭБ:

$$x_{iq}=X_{iq}+\sum_{j=1}^{i-1}k_{ij}\cdot x_{jq}, \tag{4}$$

где: X_{iq} – значение i-го параметра q-ой реализаций в стандартизованном виде, k_{ij} – значение коэффициента ортогональности между i-м и j-м параметрами. При этом коэффициенты ортогональности равны:

$$k_{n(n-1)}=\frac{\sum_{q=1}^{N}x_{(n-1)q}\cdot X_{nq}}{\sum_{q=1}^{N}x_{(n-1)q}^2}, \tag{5}$$

где: x_{iq} – ортогональное значение i-го параметра q-ой реализаций.

Построение дискретной модели осуществляется на основе процесса классификации. Классификация реализаций осуществляется в эвклидовом пространстве многомерных значений параметров ЭС. При этом на каждом этапе алгоритма осуществляется сжатие каждого из классов качества. Близость между каждой реализацией и центром класса определяется по функции:

$$\ell_{qh}^2=\sum_{i=1}^{n}e_i(x_{iq}-x_{ih})^2, \tag{6}$$

где: e_i – значение i-го коэффициента классификации.

При этом коэффициенты классификации определяются так:

$$e_i=\frac{h_i}{\sum_{i=1}^{n}h_i}, \tag{7}$$

где: h_i – предположение i-го параметра над всеми остальными.

Предположение i-го параметра над j-м равно:

$$h_{ij}=\frac{t_i}{t_i+t_j};\quad h_{ij}+h_{ji}=1. \tag{8}$$

Алгоритм классификации продолжается до момента:

$$L_k = \min \sum_{q=1}^{N_k - 1} \ell_{qh} \ , \tag{9}$$

где: L_k – значение компактности k-го класса дискретной модели, V – количество классов качества.

Тогда значение компактности дискретной модели:

$$L = \sum_{k=1}^{V} L_k . \tag{10}$$

Объективность дискретной модели оценивается вероятностью правильного ее построения:

$$P = \sum_{k=1}^{V} P_k P_{кк} , \tag{11}$$

где: P_k – величина вероятности отношения реализаций к классам качества, $P_{кк}$ – условная вероятность отношения реализаций к классам качества. [1]

Класс качества, в котором находится базовая реализация, считается высшим. Другой класс низшим. Далее значения параметров рабочей (проектируемой) реализации вводятся в структуру дискретной модели. По отношению рабочей реализации к соответствующему классу судят о достигнутом уровне качества электронного элемента. Далее в высшем классе качества формируется параметрические ряды. На основе их с большей достоверностью формируется ЭЭБ наиболее высокого качества. Разработанная методика проверялась на ряде конкретно разрабатываемой ЭЭБ и показала достаточно хорошие результаты. Она представлена на языке высокого уровня, что служит дополнением САПР.

Список литературы

1. Фомич, Л. М. Компьютерный алгоритм формирования обучающих реализаций при распознавании технических состояний РЭС // Л. М. Фомич, Ф. С. Яшников. Информационные технологии в науке, проектирование и производство : Сб. тез.докл. – Нижний Новгород, ч. 1, 2009, с.14-15.

СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ (СнК) В ВЫСОКОНАГРУЖЕННЫХ СИСТЕМАХ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ

И. М. Ивкин, Н. В. Астахов, А. В. Башкиров, Ю. В. Дьячков,
С. Ю. Белецкая (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: ivkin_im@gmail.com

В статье описан процесс проектирования систем на кристалле для бортовой аппаратуры, а также сделан анализ по качественному проектированию систем на основе микросхем ПЛИС фирмы Actel.

Сегодня в России и во всём мире происходят существенные изменения в подходах к разработке электронных устройств и систем для тяжёлых условий эксплуатации. Основной тенденцией в этой области является переориентация на специализированные изделия с сокращенным циклом проектирования и производства, позволяющих достигнуть максимальной эффективности в выполнении конкретных задач управления, контроля и сбора информации. Концепция «система на кристалле» (*System On Chip*, *SoC*), внедрение которой признано одним из приоритетных направлений развития отечественной электроники, по сути, является технологическим подходом к построению бортовой аппаратуры 5-го поколения.

Построение электронных систем на основе концепции «система на кристалле» имеет три принципиальные особенности:

• на одну микросхему технологической платформы (как правило, СБИС или ПЛИС сверхвысокой степени интеграции) интегрирован функционально законченный набор модулей управления и обработки данных;

• встроенный микропроцессор ориентирован преимущественно на задачи управления, а не на обработку данных;

• поток данных внутри системы организован непосредственно между контроллерами, а не через микропроцессорную шину.

Среди основных достоинств правильно спроектированной «системы на кристалле» следует выделить максимальную эффективность в решении прикладной задачи, обусловленную глубокой оптимизацией внутренней структуры и отсутствием избыточности, характерной для систем, построенных из универсальных компонентов. Высокая оптимизация определяет высокую экономическую эффективность подобных решений, как за счёт прямой экономии (снижение количества компонент на плате, уменьшение площади печатной платы и пр.), так и за счёт косвенной экономии (меньшего энергопотребления, увеличения надёжности, производительности, уменьшения объема аппаратной отладки и пр.). Наиболее серьёзное препятствие для массового внедрения подобных решений – это, безусловно, стоимость изготовления СБИС типа «Система на кристалле», которая попрежнему очень высока. Значительные затраты на разработку, отладку и запуск в производство СБИС позволяет достичь экономического эффекта только на больших сериях – как правило в сотни тысяч устройств. Однако на сегодняшний день, благодаря совместным усилиям ведущих производителей микроэлектроники, для построения «систем на кристалле» появилась экономически эффективная альтернатива СБИС. Эта альтернатива – программируемые логические интегральные схемы. ПЛИС новых поколений способны составить конкуренцию СБИС как по количеству вентилей, быстродействию и надёжно-

сти, так и по функциональности. Более того, сейчас на рынке доступны матрицы, не требующие внешних средств для хранения и загрузки конфигурации, и готовые к работе с момента подачи питания, что до сих пор считалось исключительным преимуществом СБИС. Быстродействие же таких матриц значительно выигрывает у СБИС выполненных по технологиям 0,35 мкм и выше, и сопоставимо со СБИС технологии 0,25 мкм [1,2].

Реализованная на высоконадежной и высокоскоростной платформе ПЛИС «система на кристалле» помимо всех достоинств, присущих решениям на основе СБИС, обладает существенными дополнительными преимуществами:

- значительное снижение расходов на изготовление микросхем и экономический эффект при реализации проектов малой и средней серийности (до десятков тысяч штук);
- существенное ускорение вывода новых изделий на рынок (параметр «*time to market*»);
- гибкая конфигурируемость системы под текущие нужды конкретного проекта и упрощение модификации;
- рост надёжность изделия за счет возможности обеспечения производителем 100 % тестирования регулярной структуры платформы;
- дополнительные возможности высокоэффективной внутрикристалльной отладки;
- возможность прототипирования изделий для особых условий эксплуатации на основе функционально идентичных, но более дешёвых коммерческих исполнений платформы.

Наиболее успешным разработчиком и производителем в области новых технологий ПЛИС высокой надёжности для тяжелых условий эксплуатации является *Actel Corporation*. Компания с 1985 года специализируется на производстве высоконадёжных ПЛИС как для военных и авиационно-космических приложений, так и для нужд промышленности и потребительского рынка. Сегодня *Actel* уверенно входит в тройку мировых лидеров среди производителей ПЛИС общего назначения и уже много лет единолично лидирует на рынке радиационно-стойких ПЛИС, производя до 80 % от общемирового выпуска матриц для бортовой электроники космических аппаратов. Компания непрерывно развивается, вкладывая значительные средства в совершенствование технологий. Наивысшие приоритеты разработчиков компании сегодня – это надёжность, которая всегда отличала продукцию *Actel*, и обеспечение комплексной интеграции цифровой электроники в один кристалл ПЛИС.

Сегодня *Actel* предлагает рынку 3 основных группы изделий:

- многократно программируемые ПЛИС на основе технологии *Flash*;
- однократно программируемые ПЛИС на основе технологии *Antifuse*;
- радиационностойкие ПЛИС на основе технологии Antifuse, обладающие уникальными характеристиками.

Как однократно, так и многократно программируемые ПЛИС *Actel* последних поколений являются платформой идеально подходящей для построения «систем на кристалле», что обусловлено их уникальной архитектурой и функциональностью, приближенной к СБИС, а также высочайшими показателями надёжности.

Основное отличие ПЛИС *Actel* от традиционных матриц на основе *SRAM* ячеек – это способ хранения конфигурации. ПЛИС *Actel* имеют элементы памяти (перемычки для семейств *Antifuse* и *Flash*-ключи для семейств *Flash*), распределённые по всей площади кристалла и являющиеся одновременно ключами, задающими конфигурацию. Такое технологическое решение позволяет избавиться от потенциально ненадежной коммутационной матрицы (ГКМ) на основе ячеек *SRAM*, не защищенных от воздействия высокоэнергетических частиц, воздействующих на электронику даже на уровне моря, а также всех эле-

ментов участвующих в процессе загрузки конфигурации. На сегодняшний день в мире аналогов данных технологий нет.

Рассмотрим современные семейства ПЛИС *Actel*. Отличительными особенностями новых семейств однократно программируемых ПЛИС *Actel* технологии *Antifuse* являются:

•рекордная надёжность среди ПЛИС - *FIT* = 10 (10 отказов/сбоев на 109 часов наработки);

•исключена возможность несанкционированного считывания конфигурации – конфигурация защищается технологией FuseLock, нет bit-stream при запуске;

•возможность доступа специализированным логическим анализатором к любому элементу работающей схемы без затрат трассировочных ресурсов самой ПЛИС;

•широкий выбор поддерживаемых стандартов ввода-вывода – *LVDS*, *HSTL1*, SSTL2/3, *GTL+*, *LVTTL*, *LVCMOS*, *LVPECL*;

•доступность полностью совместимых по корпусам изделия различной ёмкости в различных исполнениях: от коммерческого до *MIL-STD*-883*B* и *Radiation Tolerant*;

• высокая экономическая эффективность.

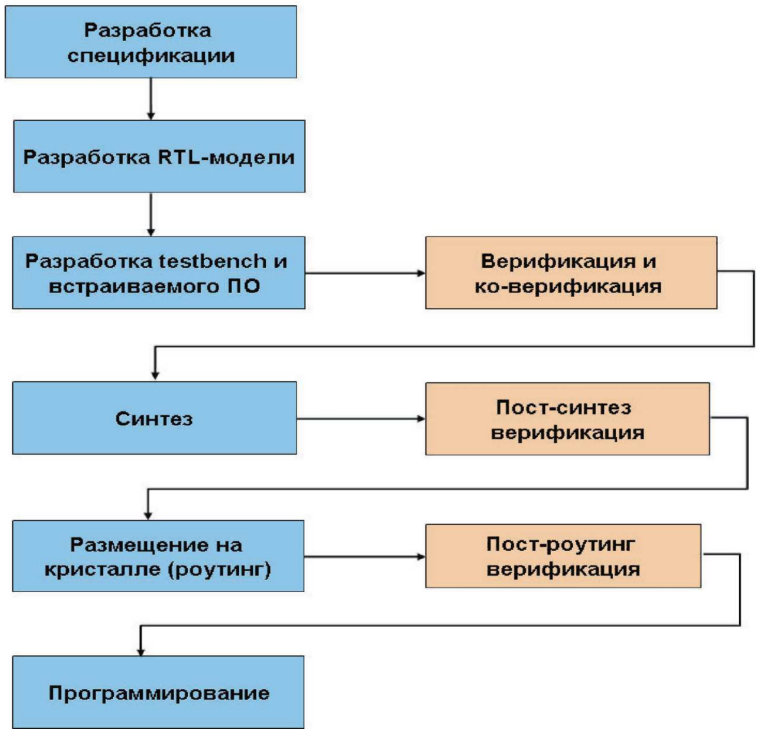


Рис. 1. Маршрут проектирования ИС

Неопытных разработчиков иногда отпугивают трудности применения однократно программируемых матриц, которые невозможно проектировать по популярному циклическому маршруту «написал-прошил-посмотрел». Для подобного стиля работы *Actel* предлагает многократно программируемые матрицы, которые позволяют вести проектирование в таком стиле, однако следует отметить, что все изделия *Actel* изначально ориентированы на применение классического маршрута проектирования СБИС на языках описания оборудования высокого уровня (*HDL*).

Современный маршрут проектирования интегральных систем (рис. 1) включает в себя три основных этапа: ввод (описание) проекта, синтез проекта в выбранном базисе и, наконец, трассировка и размещение на кристалле. Неотъемлемой частью маршрута проектирования является комплексная верификация дизайна с помощью средств симуляции после каждого из основных этапов проектирования: верификация до синтеза, верификация

после синтеза и верификация после размещения на кристалле. Выполнение качественной верификации позволяет практически полностью выявить и устранить ошибки дизайна ещё до программирования кристалла, если спецификация проекта (включая *testbench*) была разработана с должным качеством и последовательно реализована в *RTL*.

Список литературы

1. Карташов, С. И. Влияние частиц высокой энергии на микросхемы. – М. : Хобот, 2006. – 350 с.

2. Насонов, Н. И. ПЛИС в высоконагруженных системах. М., 2007. – 412 с.

МЕТОД ПРИБЛИЖЕННОЙ ОЦЕНКИ ДЕГРАДАЦИИ ЯРКИХ СВЕТОДИОДОВ

А. П. Глушков, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

E-mail: toha1185@mail.ru

Современные яркие и сверхяркие светодиоды подвержены явлению деградации. Деградация проявляется в основном в уменьшении светового потока испускаемого светодиодом. Явление деградации вызвано в основном дефектами кристалла светодиода которые усиливаются (или возникают) в результате температурных флуктуаций и вследствие протекания через кристалл больших токов. В работе сделана попытка объяснить причину и природу деградационных эффектов, а так же предложить метод оценки развития деградационных процессов.

Появление яркого синего светодиода открыло новую эру полноцветной светодиодной анимации, в частности – появление больших светодиодных экранов. Однако несмотря на все заявленные преимущества светодиодов, практика выявила и их недостатки. Основным из них является так называемая естественная деградация светодиода. Она проявляется в изменении характеристик светодиода при его эксплуатации. Одним из наиболее важных проявлений деградации является снижение интенсивности излучения. Неравномерное и непредсказуемое изменение характеристик в полноцветных светодиодных системах приводит к искажениям цветопередачи. Ведущие фирмы производители светодиодов проводят выходной контроль своей продукции, для того, чтобы она отвечала параметрам, заданным в спецификациях. Однако как показывает практика, часть светодиодов из каждой конкретной партии деградирует быстрее. Таким образом встает проблема входного контроля светодиодов на заводе производителе РЭА.

Если в кристалле полупроводника создан p-n переход, т. е. граница между областями с дырочной (p-) и электронной (n-) проводимостью, то при положительной полярности внешнего источника тока на контакте к p-области (и отрицательной – на контакте к n-области) потенциальный барьер в p-n переходе понижается и электроны из n-области инжектируются в p-область, а дырки из p-области – в n-область. Инжектированные электроны и дырки рекомбинируют, передавая свою энергию либо квантам света $h\nu$ (излучательная рекомбинация), либо, через дефекты и примеси – тепловым колебаниям решетки (безызлучательная рекомбинация). Вероятность излучательной рекомбинации пропорциональна концентрации электронно-дырочных пар, поэтому наряду с повышением концентраций основных носителей в p- и n-областях желательно уменьшать толщину активной области, в которой идет рекомбинация. Но в обычных p-n переходах эта толщина не мо-

жет быть меньше диффузионной длины – среднего расстояния, на которое диффундируют инжектированные носители заряда, пока не рекомбинируют.

Задача ограничения активной области рекомбинации решена в конце 60-х годов Алфёровым и его сотрудниками. Были предложены и практически изготовлены гетероструктуры, сначала на основе GaAs и его твердых растворов типа AlGaAs, а затем и на основе других полупроводниковых соединений (рис. 1).

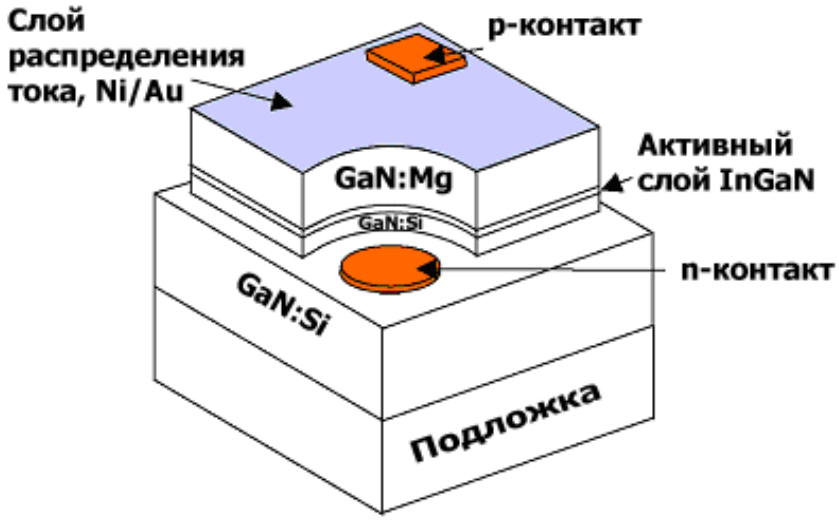


Рис.1. Вид излучающего кристалла с гетероструктурой типа InGaN/AlGaN/GaN на подложке из Al_2O_3

В гетероструктурах толщина активной области рекомбинации может быть много меньше диффузионной длины.

Излучение света в светодиоде происходит в результате рекомбинации инжектированных носителей в активной области. Зарождение и рост дислокаций, также как преципитация узловых атомов, приводит к деградации внутренней части этой области. Эти процессы могут осуществиться только при наличии дефекта кристаллической структуры; высокая плотность инжектированного тока, разогрев из-за инжектированного тока и тока утечки, а также испускаемый свет ускоряют развитие дефекта. Выбор материала также имеет значение, так как система AlGaAs/GaAs гораздо более чувствительна к этому механизму отказа, чем система InGaAs (P)/InP. Система InGaN/GaN (для голубого и зеленого излучения) нечувствительна к дефектам, подобным описанным выше. В активных областях этих диодов могут встречаться простые p-n–переходы, встроенные гетероструктуры и множественные квантовые ямы. На границах раздела таких структур неизбежны изменения химического состава или даже параметров решетки. При высоком уровне инжекции химические компоненты могут мигрировать путем электромиграции в другие области. Структурные изменения порождают кристаллические дефекты наподобие дислокаций и точечных дефектов, которые ведут себя как неизлучающие центры, препятствующие естественной излучающей рекомбинации и в результате генерирующие дополнительное тепло внутри активного слоя.

Аналитически очень тяжело установить зависимость учитывающую влияние эффекта деградации на световой поток испускаемый светодиодом. В связи с этим была эмпирически выведена зависимость изменения светового потока от времени с учетом естественной деградации

$$\Phi(t) = \Phi(0)\cdot\exp[-(J\cdot A\cdot t)], \qquad (1)$$

где: J – плотность тока А/см^3; Ф(0)- начальный световой поток, лм; А – фактор, определяющий скорость деградации для конкретного типа светодиодов, см^2/А·ч; *t* – время наработки.

Формула (1) конечно не позволяет учесть всего множества деградационных факторов, оказывающих влияние на уровень светового потока испускаемого светодиодом. Однако эта формула позволяет приближенно но с достаточной точностью качественно оценить уменьшение светового потока с течением срока службы светодиода. Сняв зависимость деградации конкретного типа светодиодов можно спрогнозировать на основе формулы (1) дальнейшее развитие этого процесса и, оценив уровень влияния деградационых эффектов на световой поток испускаемый светодиодом, сделать вывод о дальнейшем применении светодиодов этого типа в аппаратуре.

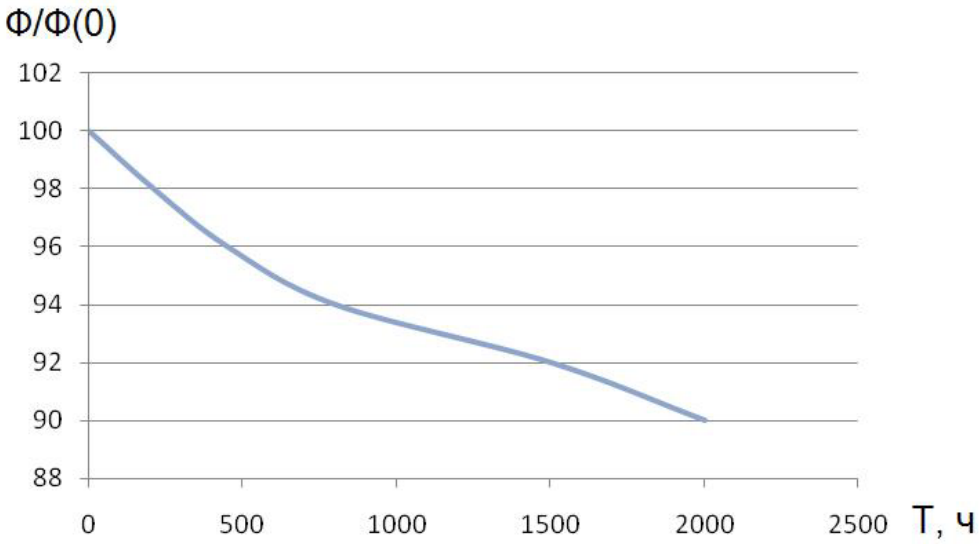


Рис. 2. Пример деградации светодиодов при наработке 2000

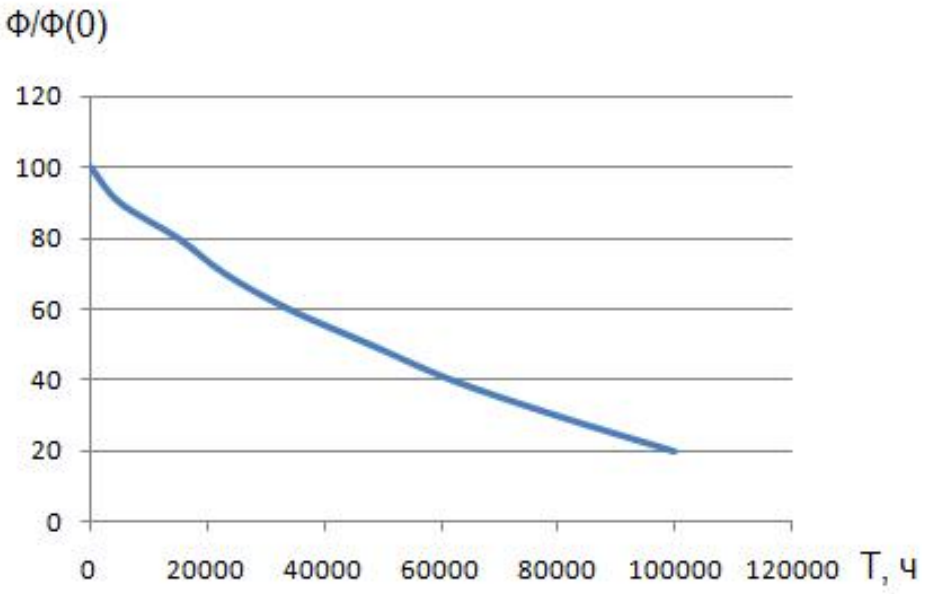


Рис. 3. Пример спрогнозированных деградационных характеристик, расчитанных на основе формулы (1)

Пользуясь формулой (1) для оценки влияния деградационных эффектов на велечину светового потока следует иметь ввиду что на развитие деградационных параметров так же оказывают влияние и условия в которых эксплуатируются светодиоды. Это и температурные режимы и механические нагрузки и радиационный фон. Неблагоприятное влияние этих факторов бесспорно сокращает срок службы светодиодов и способствует ускорению деградационных процессов в кристалле светодиода.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТИ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ С ЦЕЛЬЮ ИХ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ

В. А. Муратов, И. А. Новикова, А. И. Литвинов

Воронежский государственный технический университет
364026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Рассматриваются показатели контролепригодности объектов диагностирования, а также свойства объектов для обеспечения условий диагностирования.

Внедрение технических средств диагностики дает нужный эффект только при условии удовлетворения требований контролепригодности объектов, которая определяется как приспособляемость объекта к диагностированию, обеспечивающая легкость его проверки. Эта задача должна быть решена уже на стадии проектирования, причем без существенного увеличения затрат. В зависимости от особенностей использования и эксплуатации объект диагностирования может характеризоваться различным уровнем контролепригодности, который определяется по значениям показателей контролепригодности. В соответствии с ГОСТом «Контролепригодность объектов диагностирования» номенклатуру и значения показателей контролепригодности для каждого проектируемого объекта диагностирования следует задавать с учетом технических требований на объект, его вида и назначения, информации об аналогах и возможности сравнения контролепригодности однотипных объектов диагностирования.

Важнейшие показатели контролепригодности можно разделить на четыре группы:

1) Показатели, характеризующие полноту диагностирования.
2) Показатели, характеризующие прямые затраты на диагностирование объекта.
3) Вспомогательные показатели, характеризующие отдельные элементы организации процесса диагностирования.
4) Показатели, характеризующие степень унификации объектов и технических средств диагностирования.

Помимо уровня контролепригодности сложного технического объекта на стадии проектирования требуется определить категорию контролепригодности объекта диагностирования, под которой понимается качественная характеристика приспособляемости объекта к диагностированию соответствующими техническими средствами. Категория может задаваться как на весь объект, так и на его отдельные блоки, если они диагностируются самостоятельно локальными техническими средствами диагностики. Однако и в том, и другом случае требования по контролепригодности должны быть одинаково высокими. Для одного и того же объекта диагностирования категории контролепригодности на различных этапах его жизни (создания, эксплуатации или ремонта) различны, поскольку при этом задачи диагностирования и применяемые технические средства также различа-

ются. В соответствии с ГОСТом «Категории контролепригодности объектов диагностирования» устанавливается 19 категорий контролепригодности объектов в зависимости от сочетания групп конструкционного исполнения объектов диагностирования, определяющих приспособленность объекта к решению задач диагностирования. При оценке каждой категории используются вполне определенные показатели контролепригодности.

Согласно [2] условия диагностирования справедливы, если объект обладает следующими свойствами:

- состояние объекта диагностирования характеризуется совокупностью оцениваемых прямых показателей $B_{\text{п}} = \{b_{\text{ij}}\}$, $(i, j = 1, 2, \ldots, n)$;
- анализ структуры объекта диагностирования позволяет составить $l = (n\text{-}1)n$ уравнений связи вида $c_{kij}b^{ij} = 0$, $(k = 1, 2, \ldots, l; i, j = 1, 2, \ldots, n)$;
- входы $X = \{x_i\}$ и выходы $Y = \{y_{\text{i}}\}$, $(i, j = 1, 2, \ldots, n)$ объекта диагностирования – контролируемые.

Если технический объект отвечает условию диагностирования, то необходимо провести синтез объекта диагностирования на предмет количества точек и глубины диагностирования. Это обеспечивается при конструировании объекта путем целенаправленного размещения структурных элементов диагностирования объекта в конструкционные единицы.

Пусть $G(V, U)$ – упорядоченный граф с n вершинами, представляющий модель объекта диагностирования непрерывного действия, где V и U – множества вершин и дуг. Вершинами графа являются блоки логической модели, а дугами – связи между блоками. При этом $X = \{x_1, \ldots, x_q\}$ $(q \le n)$ – множество входов графа $G(V, U)$, а $Y = \{y_1,\ldots,y_v\}$ $(v \ge 1)$ – множество выходов.

Вершины x и m образуют контрольную пару (x, m), если в соответствующей системе сигнал, подаваемый на вход элемента x, может быть снят на выходе элемента m. При этом вершина m называется контрольной точкой [3].

Рассмотрим три задачи обеспечения контролепригодности.

1. Размещение ограниченного количества компонентов объектов конструкционных единицах с учетом обнаружения кратных дефектов.

2. Размещение компонентов объекта в конструкционных единицах при жестком закреплении за ними отдельных компонентов и с учетом обнаружения дефектов любой кратности.

3. Размещение компонентов объекта в конструкционных единицах по минимуму стоимости точек контроля и с учетом обнаружения дефектов любой кратности.

Задача 1. С помощью матрицы проверок B_y, построенной на множестве Y выходных вершин графа $G(V, U)$, выделяются все классы эквивалентности одиночных дефектов D_1, $D_2,\ldots, D_L$.

Каждый класс эквивалентности $D_1, D_2, \ldots, D_L$ определит свой конструкционный блок $B_1, B_2, \ldots, B_L$. Если все блоки удовлетворяют ограничению на количество элементов, то далее рассматриваются эквивалентные дефекты кратности не более 2. По матрице проверок B_y строят линейные комбинации, определяющие эквивалентные дефекты кратности не более 2.

Далее вершины графа $G(V, U)$ необходимо разместить в подграфы $G_1(V_1, U_1), \ldots, G_k(V_k, U_k)$ следующим образом: все вершины, составляющие линейную комбинацию L_i должны размещаться в одном подграфе.

Полученные подграфы $G_1(V_1, U_1), \ldots, G_k(V_k, U_k)$ (блоки) должны удовлетворять ограничению задачи на количество компонентов объекта в конструкционной единице, то есть в подграфе (блоке) может быть размещено ограниченное количество вершин.

Если все полученные подграфы удовлетворяют условию ограничения, то следует перейти к определению эквивалентных дефектов кратности не более 3.

Если полученные подграфы $G_1(V_1, U_1), \ldots, G_p(V_p, U_p)$ удовлетворяют условиям ог-

раничения, то рассматривают дефекты следующей кратности. Если условие не выполнено, то из столбцов, определяющих максимальное дополнительное множество точек контроля, выбирают содержащие наибольшее количество единиц. Затем строится матрица проверок на новом множестве точек контроля.

Далее поэтапно рассматриваются эквивалентные дефекты кратности не более 3, 4, …, *n*. Результатом этой задачи является распределение вершин графа G(V,U) (компонентов объекта) в подграфы $G_1(V_1, U_1)$, …, $G_t(V_t, U_t)$, (конструкционные единицы) так, что становится возможным определить дефект любой кратности с точностью до конструкционной единицы.

Задача 2. Пусть $G(V, U)$ – упорядоченный граф, представляющий модель объекта диагностирования. Задача состоит в нахождении такого допустимого разбиения графа $G(V, U)$ на подграфы, которое требует жесткого закрепления за подграфами $G_1(V_1, U_1)$, …, $G_k(V_k, U_k)$ отдельных компонентов объекта (вершин графа) с учетом обнаружения дефектов любой кратности.

Как и в предыдущей задаче, последовательно определяются классы эквивалентности кратности 1, 2, …, *n*, объединяя при этом элементы одного класса в конструкционные блоки. Если на каком-либо этапе образовались блоки, в которых находятся множества несовместимых вершин, то их необходимо разбить на более мелкие с помощью ввода дополнительных точек контроля.

В результате получается некоторое множество *M* дополнительных точек контроля, которое в совокупности с исходным даст разбиение графа $G(V, U)$ на подграфы $G_1(V_1, U_1)$, …, $G_w(V_w, U_w)$, не содержащие множеств несовместимых вершин.

Для решения третьей задачи может быть использован алгоритм, приведенный в задаче 1. Разбиение графа $G(V, U)$ (объекта) на подграфы $G_1(V_1, U_1)$, …, $G_k(V_k, U_k)$ (блоки) осуществляется аналогичным способом, отличие состоит в выборе дополнительных точек контроля.

Пусть множество *Y* (множество выходных вершин) – начальное множество точек контроля. Каждая вершина из множества $L(|L|= |V| - |Y|)$ может являться дополнительной точкой контроля. Поставим в соответствие каждой вершине графа из множества L стоимость ее реализации как точки контроля – c_i ($i = 1, 2, …, k$).

Если на каком-либо этапе разбиения вершин по подграфам был получен подграф $G_i(V_i, U_i)$, не удовлетворяющий ограничению на объем, то дополнительная точка контроля, разбивающая этот подграф, будет найдена по следующему правилу. Для каждого двухэлементного множества ил каждой линейной комбинации, содержащей вершины подграфа $G_i(V_i, U_i)$, строится нарушающее φ-множество. Полученную систему множеств φ_i ($i = 1, 2, …, g$) представляют в виде матрицы ε. Каждому столбцу матрицы ε ставится в соответствие величина $p_i = t_i/c_i$, где c_i – стоимость реализации точки контроля, t_i – количество единиц в столбце.

В качестве дополнительной точки контроля r берется та точка, у которой $p_r = \max p_i$. Если одной точки недостаточно для получения блока нужного объема, то поэтому же правилу последовательно находятся все необходимые дополнительные точки контроля.

В результате решения полученные подграфы (конструкционные блоки)должны удовлетворять условию ограничения на количество вершин (элементов); при этом стоимость реализации точек контроля будет минимальной.

Поиск дефектов любой кратности с точностью до конструкционной единицы осуществляется с помощью матрицы проверок B_p на множество точек контроля $P(|P|= |Y| + |M|)$, где строкам соответствуют элементарные проверки, а столбцам – найденные конструкционные единицы. Для поиска дефектов к матрице проверок, построенной на конечном множестве точек контроля (исходное плюс дополнительное множество точек контроля), добавляется еще один столбец. Подавая сигнал поочередно на каждый из входов ил на

все входы одновременно (в зависимости от модели) и снимая результат с каждой из входных точек, заполним последний столбец нулями и единицами, где единица соответствует допустимому, а ноль недопустимому сигналу.

Предположим, что получили дополнительный вектор – столбец в матрице проверок B_p. Вычеркнем из матрицы строки, содержащие единицу в дополнительном столбце и все столбцы, имеющие в этих строках ненулевые элементы. В результате номера столбцов, оставшихся в матрице B_p, будут указывать на предположительно неисправные конструкционные блоки. Из оставшихся строк выбирается та, которая содержит одну единицу. Найденная ненулевая компонента и определит неисправный блок. Далее необходимо заменить неисправные элементы системы и повторить процедуру проверки. Если еще существуют неисправные блоки, то они будут выявлены аналогичным способом.

Список литературы

1. Современные методы обеспечения безотказности сложных технических систем. Сборник статей. – М. : Наука, 2001. – 102 с.

2. Сагунов, В. И. Контролепригодность структурносвязанных систем / В. И. Сагунов, Л. С. Ломакина – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 234 с.

3. Ксенз, С. П. Диагностика и ремонтопригодность радиоэлектронных средств. – М. : Радио и связь, 1989. – 248 с.

НОВЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ДИСТОРСИИ ФОТОГРАММЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Д. В. Иванов, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: maddmr@yandex.ru

В статье кратко изложен предложенный метод анализа фотограмметрической дисторсии, позволяющий с довольно высокой точностью определить и компенсировать искажения возникающие в следствии дисторсии. Данный метод основан на комбинации методов линейной калибровки и нейросетевого метода анализа данных. Дано сравнение разработанного метода с одним из общепринятых методов анализа дисторсии.

В настоящее время в радиотехнике наблюдается существенное распространение фотограмметрических систем, используемых для контроля отклонений формы параболических рефлекторов зеркальных антенн. Однако требования к точности, которые возникают при измерении таких объектов, зачастую недостижимы для обычных цифровых фотокамер, и требуют использования специальной аппаратуры. Это происходит в связи с тем, что искажения объективов обычных фотокамер очень велики, а существующие методы компенсации их, не всегда эффективны [1].

Для разработки механизма компенсации искажений, предварительно необходимо выделить эти искажения, данную задачу можно совместить с нахождением пара-

метров внутреннего ориентирования камеры. Возьмем за основу выражения, описывающие точечную модель камеры [2]:

$$\begin{aligned} u - u_0 &= -C_u \left[\frac{m_{11}(x - x_c) + m_{12}(y - y_c) + m_{13}(z - z_c)}{m_{31}(x - x_c) + m_{32}(y - y_c) + m_{33}(z - z_c)} \right] \\ v - v_0 &= -C_v \left[\frac{m_{21}(x - x_c) + m_{22}(y - y_c) + m_{23}(z - z_c)}{m_{31}(x - x_c) + m_{32}(y - y_c) + m_{33}(z - z_c)} \right], \end{aligned} \tag{1}$$

где $C_u = f / \lambda_u$ и $C_v = f / \lambda_v$ коэффициенты отношения эффективного фокусного расстояния f к горизонтальному и вертикальному масштабным коэффициентам λ_u и λ_v.

Значение эффективного фокусного расстояния f отличается от фокусного расстояния объектива камеры установленного при изготовлении, и является параметром для теоретического приближенного эквивалента камеры сфокусированного в бесконечность. Чем выше точность изготовления камеры, меньше ее искажения и выше глубина резкости, тем ближе эффективное фокусное расстояние к реальному фокусному расстоянию камеры. Коэффициенты m_{ij} это элементы матрицы поворота 33 которые определяются по направляющим косинусам, и зависят от углов поворота камеры φ, τ и σ.

$$\begin{aligned} m_{11} &= \cos\varphi\cos\sigma + \sin\varphi\cos\tau\sin\sigma \\ m_{12} &= -\sin\varphi\cos\sigma + \cos\varphi\cos\tau\sin\sigma \\ m_{13} &= \sin\tau\sin\sigma \\ m_{21} &= -\cos\varphi\sin\sigma + \sin\varphi\cos\tau\cos\sigma \\ m_{22} &= \sin\varphi\sin\sigma + \cos\varphi\cos\tau\cos\sigma \\ m_{23} &= \sin\tau\cos\sigma \\ m_{31} &= \sin\varphi\sin\tau \\ m_{32} &= \cos\varphi\sin\tau \\ m_{33} &= -\cos\tau. \end{aligned} \tag{2}$$

Выражения (1) могут быть применены к модели камеры без дисторсии для определения параметров внутреннего и внешнего ориентирования. Для того, что бы в системе составленной из уравнений (1) отсутствовали тригонометрические функции, а также для упрощения решения такой системы, введем матрицу 3×3, эквивалентную матрице поворота, и состоящую из выражений составленных из трех коэффициентов (p, q, r):

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+p^2-q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{2(r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{2(-q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2} \\ \frac{2(q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{2(-p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{1-p^2-q^2+r^2}{1+p^2+q^2+r^2} \\ \frac{2(-r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{1-p^2+q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2} & \frac{2(p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2} \end{bmatrix} \tag{3}$$

Определитель матрицы (3), так же как и определитель матрицы поворота равен 1. Подставим выражения (3) в выражения (2), тогда параметры внешнего ориентирования камеры (координаты x_c, y_c, z_c оптического центра камеры и углы поворота камеры φ, τ и σ); координаты центральной точки u_0, v_0; эффективное фокусное расстояние f; и масштабные коэффициенты λ_u и λ_v можно определить, решив систему уравнений вида:

$$
\begin{cases}
u_1 - u_0 = \dfrac{\dfrac{1+p^2-q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(x_1-x_c)+\dfrac{2(r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(y_1-y_c)+\dfrac{2(-q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_1-z_c)}{\dfrac{2(-r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_1-x_c)+\dfrac{1-p^2+q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(y_1-y_c)+\dfrac{2(p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_1-z_c)}\cdot\dfrac{f}{\lambda_u} \\
v_1 - v_0 = \dfrac{\dfrac{2(q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_1-x_c)+\dfrac{2(-p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(y_1-y_c)+\dfrac{1-p^2-q^2+r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(z_1-z_c)}{\dfrac{2(-r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_1-x_c)+\dfrac{1+p^2+q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(y_1-y_c)+\dfrac{2(p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_1-z_c)}\cdot\dfrac{f}{\lambda_v} \\
\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
u_n - u_0 = \dfrac{\dfrac{1+p^2-q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(x_n-x_c)+\dfrac{2(r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(y_n-y_c)+\dfrac{2(-q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_n-z_c)}{\dfrac{2(-r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_n-x_c)+\dfrac{1-p^2+q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(y_n-y_c)+\dfrac{2(p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_n-z_c)}\cdot\dfrac{f}{\lambda_u} \\
v_n - v_0 = \dfrac{\dfrac{2(q+pr)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_n-x_c)+\dfrac{2(-p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(y_n-y_c)+\dfrac{1-p^2-q^2+r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(z_n-z_c)}{\dfrac{2(-r+pq)}{1+p^2+q^2+r^2}(x_n-x_c)+\dfrac{1+p^2+q^2-r^2}{1+p^2+q^2+r^2}(y_n-y_c)+\dfrac{2(p+qr)}{1+p^2+q^2+r^2}(z_n-z_c)}\cdot\dfrac{f}{\lambda_v}
\end{cases}
\qquad (4)
$$

Насчитывающую $2n$ уравнений и 11 неизвестных ($u_0, v_0, x_c, y_c, z_c, f, \lambda_u, \lambda_v, p, q, r$), где n равно количеству контрольных точек по которым калибруется камера, а (u_n, v_n, x_n, y_n, z_n) – их соответствующие координаты на матрице камеры и в пространстве. Составив набор систем уравнений (4) для набора снимков тестового объекта, и решив их совместно методом Ловенберга-Маркардта [3], получим значения параметров внутреннего ориентирования камеры, удовлетворяющие критерию минимальной ошибки определения параметров внешнего ориентирования. Правда тут необходимо отметить, опытным путем было определенно, что для достижения необходимой точности, нужно не менее 5 снимков тестового объекта, с заранее известными координатами контрольных точек, причем контрольные точки должны равномерно покрывать всю поверхность кадра каждого снимка.

После определения параметров внешнего и внутреннего ориентирования снимков, снова используя выражения (1), проведем обратную проекцию контрольных точек из пространства на плоскость кадра. Разница между восстановленными и изначальными маркерами и будет описывать погрешность, возникающую из за искажений (см. рисунок 1).

а *б*

Рис. 1. Искажения объектива фотокамеры Canon A640 с установленным фокусным расстоянием 7,3 мм; *а* – погрешность по горизонтальной координате; б – погрешность по вертикальной координате

При этом стоит отметить, что искажения определенные по разным снимкам, ложатся на одну поверхность, что свидетельствует, во-первых, о правильности используемого метода выделения искажений, и во-вторых, о возможности использования разных снимков для расширения набора данных, используемого при анализе искажений.

Здесь стоит отметить, что искажения, показанные на рисунке 1, существенно отличаются от искажений, описываемых общепринятыми в ближней фотограмметрии выражениями тангенциальной и радиальной дисторсии [1], (см. рисунок 2).

а *б*

Рис. Искажения объектива фотокамеры Canon A640, с установленным фокусным расстоянием 7,3 мм, определенные выражениями тангенциальной и радиальной дисторсии; *а* – погрешность по горизонтальной координате; *б* – погрешность по вертикальной координате

Другие попытки описать обнаруженные искажения какой либо общепринятой математической моделью, не дали ощутимого успеха. Для создания математической модели данных искажений, решено было использовать слоистую нейросеть, размером 2x30 с активационной функцией гиперболическим тангенсом, обученную по учебнику, составленному из реальных и восстановленных координат контрольных точек на снимках. Обучение такой сети, дало возможность снизить погрешность калибровки с 1 пикс. для камеры с большой дисторсией, до 0,07 пикс., и общая точность измерительной системы возросла на 150 %.

Список литературы

1. Fabio Remondino, Clive Fraser, Digital camera calibration methods: considerations and comparisons / IAPRS Volume XXXVI, Part 5, Dresden 25-27 September 2006, 266-272 c.

2. Бобир, Н. Я. Фотограмметрия / Н. Я. Бобир, А. Н. Лобанов, Г. Д. Федорук. – М. : Недра, 1974. – 472 с.

3. Форсайт Д. Компьютерное зрение. Современный подход. : пер. с англ. – М . : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 9.

УСТРОЙСТВА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ НА ОСНОВЕ ПЛАВЯЩИХСЯ ВЕЩЕСТВ

П. В. Заенчковский, С. В. Иванов

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский пр-т, 14
zpeter12r@yandex.ru

В статье представлен принцип действия и основные конструктивные исполнения устройств обеспечения тепловых режимов РЭС на основе плавящихся веществ. Приведен краткий обзор веществ, возможных для применения в данных устройствах.

Надежная и стабильная работа радиоэлектронных средств (РЭС) в значительной степени определяется их тепловыми режимами. Микроминиатюризация устройств, повышение плотности печатного монтажа и быстродействия приводят к увеличению выделяемой ими теплоты. Особое внимание следует уделять приборам, которые в процессе эксплуатации подвергаются однократным или повторно-кратковременным «пиковым» тепловым нагрузкам. Такого рода тепловые нагрузки возникают при резком возрастании собственного тепловыделения элементов РЭС, при кратковременном воздействии на аппаратуру внешних тепловых потоков и ряда других факторов. При воздействии «пиковых» тепловых нагрузок аппаратура, как правило, не успевает выйти в стационарный тепловой режим. Поэтому для создания оптимальной по массе и габаритам системы охлаждения, а, следовательно, и аппаратуры в целом необходимо использовать теплоаккумулирующую способность конструкции или применять специальные средства отвода тепла, с помощью которых можно обеспечить снижение скорости ее разогрева и стабилизацию температурного режима наиболее мощных тепловыделяющих элементов РЭС.

Одним из эффективных средств отвода тепла является применение в условиях охлаждения и термостабилизации РЭС плавящихся рабочих веществ, обладающих относительно большой теплотой фазовых превращений и позволяющих многократно их использовать при воздействии «пиковых» тепловых нагрузок [1]. Отвод поглощенного рабочим веществом тепла осуществляется в перерывах между включениями РЭС.

Для поглощения тепла, выделяющегося при повторно-кратковременных включениях аппаратуры, целесообразно применять обратимые процессы, которые сопровождаются значительными эндотермическими эффектами при фазовых или химических превращениях рабочих веществ. При длительной эксплуатации циклически работающей аппаратуры наиболее перспективным является применение обратимых эндотермических процессов плавления, сопровождающихся поглощением тепла на границе раздела твердой и жидкой фаз. Эти процессы обладают надежной многократной обратимостью фазовых превращений вне зависимости от действия силовых полей и незначительным изменением объема при этих превращениях. Практическое постоянство объема рабочих веществ (теплоаккумуляторов) при изменении их фазового состояния и надежная обратимость процесса делают систему охлаждения с плавящимся веществом практически независимой от срока эксплуатации и количества «пиковых» включений аппаратуры.

Выбор рабочих веществ, применяемых для охлаждения аппаратуры, работающей в повторно-кратковременных тепловых режимах, определяется условиями ее эксплуатации, а именно: температурой окружающей среды, требуемым уровнем температур тепловыделяющих элементов, величиной рассеиваемой мощности, количеством и частотой включения, конструктивными особенностями аппаратуры. Рабочие вещества необходимо выбирать исходя из условия, что температура фазовых или химических превращений должна быть на несколько градусов выше, чем максимально возможная температура окружающей среды. Температура окружающей среды обычно не превышает 40–50 ºС. Максимально допустимая температура большинства применяемых элементов РЭС во время их работы находится в диапазоне от 50 до 200 ºС. Выбор ниже представленных рабочих веществ производился для указанного диапазона температур. Помимо этого, рабочие вещества должны удовлетворять следующим основным требованиям: необходимой температурой плавления (затвердевания), обеспечивающей надежную работу элемента РЭС во всем диапазоне изменения температуры окружающей среды; высокой теплотой фазовых превращений; надежной обратимостью при многократных превращениях; высокой теплопроводностью жидкой и твердой фаз; стабильностью температуры плавления и затвердевания при многократных фазовых превращениях; минимальным изменением объема при переходе из одного фазового состояния в другое; совместимостью и стойкостью к окислению с конструкционными материалами; незначитель-

ным однофазным и двухфазным переохлаждением; одинаковым составом жидкой и твердой фаз; низкой электропроводностью; малой токсичностью; взрыво- и пожаробезопасностью.

Перечисленным выше требованиям к рабочим веществам в различной степени удовлетворяют однокомпонентные вещества и эвтектики, ряд органических соединений, некоторые металлы и их эвтектики и кристаллогидраты. В табл. 1 представлены теплофизические свойства рабочих веществ, которые могут быть использованы для отвода тепла.

Обратимость процессов проверялась путем многократного нагрева и охлаждения исследуемых веществ в области температуры плавления и затвердевания. Результаты этих исследований приведены в табл. 2.

Анализ полученных данных показывает, что у органических веществ фазовые процессы перехода из одного состояния в другое многократно обратимы и происходят практически при постоянной температуре, а у рассматриваемых кристаллогидратов единственно обратимым оказался процесс дегидрадации кристаллогидрата бария [2].

По способам отвода тепла от РЭС конструкции охлаждающих устройств можно разбить на два основных типа. К одному из этих типов следует отнести конструкции, у которых охлаждаемые электрорадиоэлементы (ЭРЭ) находятся вне объема с рабочим веществом и соприкасаются с последним через разделяющую геометрическую оболочку. К другому типу – конструкции, у которых охлаждаемые ЭРЭ непосредственно находятся внутри объема с рабочим веществом. Конструкции с изолированным от ЭРЭ рабочим веществом более удобны в эксплуатации, не требуют слива и повторной заправки вещества при выходе из строя отдельных элементов аппаратуры и не нуждаются в защите последних от вредных воздействий рабочего вещества. Конструкции с непосредственным заполнением блока с ЭРЭ рабочим веществом имеют лучшие условия для отвода тепла, но регулировка, проверка, а также ремонт таких блоков при выходе из строя отдельных элементов затруднены.

Таблица

Теплофизические свойства рабочих веществ

Рабочее вещество	Теплоемкость, Дж/(кг·К)		Плотность, кг/м^3		Теплопроводность, Вт/(м·К)	Коэффициент объемного расширения, К$^{-1}$
	жидкой фазы	твердой фазы	жидкой фазы	твердой фазы		
Парафин	2680	2350	760	780	0,27	0,00106
Элаидиновая кислота	2180	1550	850	860	0,16	0,00097
Пальмитиновая кислота	2730	1800	845	855	0,17	0,00102
Кристаллический азотнокислый никель	2140	1800	1980	2050	0,56	0,0008
Кристаллогидрат уксуснокислого натрия с добавками	2140	1640	1430	1500	0,14	0,0015
Гидрат окиси бария	1050	1220	2000	2180	0,244	0,00018
Кристаллический сернокислый натрий	1470	1000	1320	1450	0,605	0,0007
Кристаллический углекислый натрий	2350	2100	1350	1460	0,487	0,0009

Таблица 2

Рабочее вещество	Номер цикла							
	1		2		3		4	
	$T_{пл}$	$T_{затв}$	$T_{пл}$	$T_{затв}$	$T_{пл}$	$T_{затв}$	$T_{пл}$	$T_{затв}$
Парафин	44–50	45–50	45–48	45–48	44–50	44–50	42–50	46–48
Элаидиновая кислота	44	43	45	43	44	43	45	43
Пальмитиновая кислота	61	60	62	60	62	61	62	60
Кристаллический азотнокислый никель	57	56	56	56	57	56	57	56
Гидрат окиси бария	78	77	78	78	78	77	78	77
Кристаллический сернокислый натрий	33	20	34	21	42	21	40	16
Кристаллический углекислый натрий	34	21	41	12	37	20	40	16
Кристаллогидрат хлористого кальция	29	28	32	25	40	20	41	23

Результаты исследований показывают, что стабильность поддержания температуры внутри емкости с рабочим веществом, а, следовательно, и поддержание температурного режима прибора существенно зависят от теплопроводности вещества. При использовании металлов и сплавов термическое сопротивление расплава невелико, что объясняется его большей теплопроводностью. Теплопроводность кристаллогидратов и органических веществ значительно ниже, чем у металлов и сплавов, поэтому при их использовании необходимо принимать специальные конструктивные решения с целью уменьшения теплового сопротивления в расплаве. В противном случае температура прибора будет возрастать, и требуемая стабилизация температурного режима не будет достигнута. В источнике [3] для уменьшения термического сопротивления предлагается использовать металлическую губку, заполненную веществом в твердой фазе. В некоторых случаях для стабилизации теплового режима ЭРЭ внутри емкости с рабочим веществом целесообразно устанавливать наполнители из различных конструкционных материалов. При этом особое внимание следует уделять способу крепления наполнителя к металлической оболочке емкости.

Таким образом, применение в современных РЭС устройств обеспечения тепловых режимов на основе плавящихся веществ является актуальной задачей. В рамках данного научного направления представляется целесообразным разработка новых конструктивных исполнений и принципов действия указанных выше устройств с целью обеспечения требуемых тепловых режимов работы микросхем в различных корпусах, а также разработка алгоритмов и программного обеспечения оптимизации технологии охлаждения ЭРЭ.

Список литературы

1. Алексеев, В.А. Охлаждение радиоэлектронной аппаратуры с использованием плавящихся веществ. – М. : «Энергия», 1975. – 88 с.

2. Grodzka, F.G. AIAA Paper, AIAA 8th Aerospace Sciences Meeting. – 1970. – № 70-12. January. – P. 19 – 21.

3. Коленко Е. А. Термоэлектрические охлаждающие приборы. – М.-Л.: Изд-во АН СССР, 1963. – 192 с.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ УСТАНОВОК ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ТЕМПЕРАТУР

М. С. Платунов, С. Г. Овчинников (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ms-platunov@yandex.ru

Рассматриваются особенности проектирования автоматизированных установок для исследования электрических (транспортных) и магнитных (магнитотранспортных) свойств твердотельных материалов с явлением перехода металл-диэлектрик в широком диапазоне температур.

В настоящее время исследование материалов с явлением перехода металл-диэлектрик является одной из самых важных задач современной физики твердого тела. Материалы с явлением перехода металл-диэлектрик представляют собой широкий класс соединений, демонстрирующих весьма необычные электрические и магнитные свойства, нередко важные для практического использования в качестве магнитоуправляемых датчиков и переключающих устройств. Переход металл-диэлектрик характеризуется большим диапазоном сопротивлений. Такое свойство материала нередко сопровождается изменением магнитного порядка, что, в свою очередь, требует измерения не только транспортных, но и магнитных свойств материала.

Автоматизация средств и процессов исследования электрических и магнитных свойств твердых материалов очень важна из-за большой трудоемкости, малой оперативности и низкой производительности процессов измерений и обработки экспериментальных данных.

При ручном управлении процессом исследования твердотельных материалов достоверность получаемых результатов в значительной мере определяется квалификацией экспериментатора, а также калибровкой, поверкой и перестройкой аппаратуры. В большинстве случаев ручные способы требуют чрезмерных затрат времени для получения необходимого объема информации о свойствах испытуемых материалов.

Наиболее перспективны автоматизированные исследовательские установки (АИУ), содержащие в своем составе персональный компьютер (ПК), и представляющие собой универсальные измерительные комплексы с программированным управлением процессами получения и обработки информации, представлением результатов в заданном виде (таблицы, графики и пр.) и хранением информации. Особенностью АИУ является также автоматическая калибровка по внутренним калибраторам (образцовой мере) перед каж-

дым циклом измерения, что позволяет снизить влияние изменяющихся во времени составляющих погрешности измерения, а также исключить погрешности, вносимые оператором при ручном способе управления.

Промышленно АИУ для исследования материалов с переходом металл-диэлектрик не выпускаются в виду узкой специализации решаемых задач. Тем не менее, существуют аналоги АИУ для измерения электросопротивления, магнетосопротивления и термоэдс. Системой таких аналогов являются приборы-модули компании *National Instruments* со средой графического программирования *LabVIEW*. Использование виртуальных приборов *LabVIEW* позволяет инженерам и ученым, не имеющим глубоких знаний и опыта в программировании, создавать автоматизированные системы измерений и управления. Данный факт является безусловным достоинством *LabVIEW*. Но данная система обладает и набором некоторых недостатков, а именно:

- использование виртуального прибора системы *LabVIEW* подразумевает оперирование командами-блоками, и, таким образом, оператор измерительной установки может подстраивать приборы под требуемую схему измерения. Считается, что данный фактор является некоторым достоинством, но от опытного оператора-программиста скрыты процессы, протекающие в блоке-команде, повлиять на которые он не может (к примеру, не может изменить программный код, чтобы контролировать сигналы с учетом требуемого исследования). Т. е. программные операции и законы, которые могут влиять на процесс измерения, скрыты от опытного пользователя, что ограничивает его возможности;
- приборы-модули, которые предлагает компания *National Instruments*, являются очень сложными комплексами, реализованными на основе ПЛИС. Следовательно, они сочетают в себе очень много дополнительных составляющих, которые зачастую не используются операторами установок (конечно же, все зависит от специфики измерений). Естественно, что большие возможности приборов-модулей, навязанные компанией National Instruments, подразумевают и их высокую стоимость. В свою очередь, ограниченные экономические возможности исследователей требуют оптимального соотношения стоимости и возможностей автоматизированных исследовательских комплексов.

Таким образом, анализ существующих АИУ позволяет утверждать, что для проведения комплексных исследований электрических и магнитных свойств материалов, необходимо разрабатывать экспериментальную автоматизированную установку с оптимальным соотношением стоимости и возможностей измерения.

Главное отличие АИУ от имеющихся заключается в том, что её предназначение, прежде всего, в исследовании материалов с ярко выраженными электрическими и магнитными свойствами, а именно с явлениями: переход диэлектрик-металл, сверхпроводимость, конкуренция антиферромагнитного и ферромагнитного обмена, гигантское магнетосопротивление. Особенностью автоматизированной установки является возможность подстройки требований к измерению; измерение в большом диапазоне сопротивлений (10^{-6} – 10^{14} Ом), что позволит исследовать материалы от металла до диэлектрика; возможность измерения сопротивления под действием магнитного поля.

Измерительный комплекс предполагается использовать непосредственно для измерения электрического сопротивления, магнетосопротивления, термоэдс, коэффициента Холла при изменении температуры и магнитного поля. На первых этапах проектирования установки предполагалось, что комплекс будет обеспечивать точность стабилизации и измерения температуры не менее 0,2 К. Тем не менее такую точность весьма сложно реализовать в связи с отсутствием необходимых устройств, позволяющих стабилизировать температуру с шагом 0,2 К. В термостатических условиях измерения в Институте Физики им. Киренского удастся стабилизировать температуру только с точностью 1–0,5 К.

Измерительная установка в автоматизированном режиме одновременно исследует:

- сопротивление материала при изменении температуры (диапазон температур от 80 до 600 К);

- сопротивление материала при изменении магнитного поля при постоянной температуре;
- термоэдс;
- планируется, что комплекс будет способен исследовать фотопроводимость и фотоэдс, а также исследовать эффекты, индуцируемые электрическим полем.

Обеспечение измерения сопротивления материала при изменении температуры будет производиться посредством использования следующих приборов:

- цифровой омметр с диапазоном измерения сопротивления от 10^{-4} до 10^{9} Ом (передача команд осуществляется в двоичном коде);
- цифровой вольтметр с возможностью связи с персональным компьютером посредством *USB*-интерфейса;
- источник питания для печи напряжением от 0 до 100 В и током от 0,5 до 1 А (интерфейс *RS*-232).

Для создания магнитного поля будет использоваться магнит с характеристиками: $U_{пит} \approx 0–250$ В, ток I до 4 А.

На рисунке представлена схема аппаратно-программной реализации связи цифровых приборов с персональным компьютером. Чтобы наладить упорядоченную связь цифрового омметра, источника питания печи и персонального компьютера, необходимо использовать микроконтроллер (тип *ATMega*128, т.к. он отвечает схеме на рис. 1).

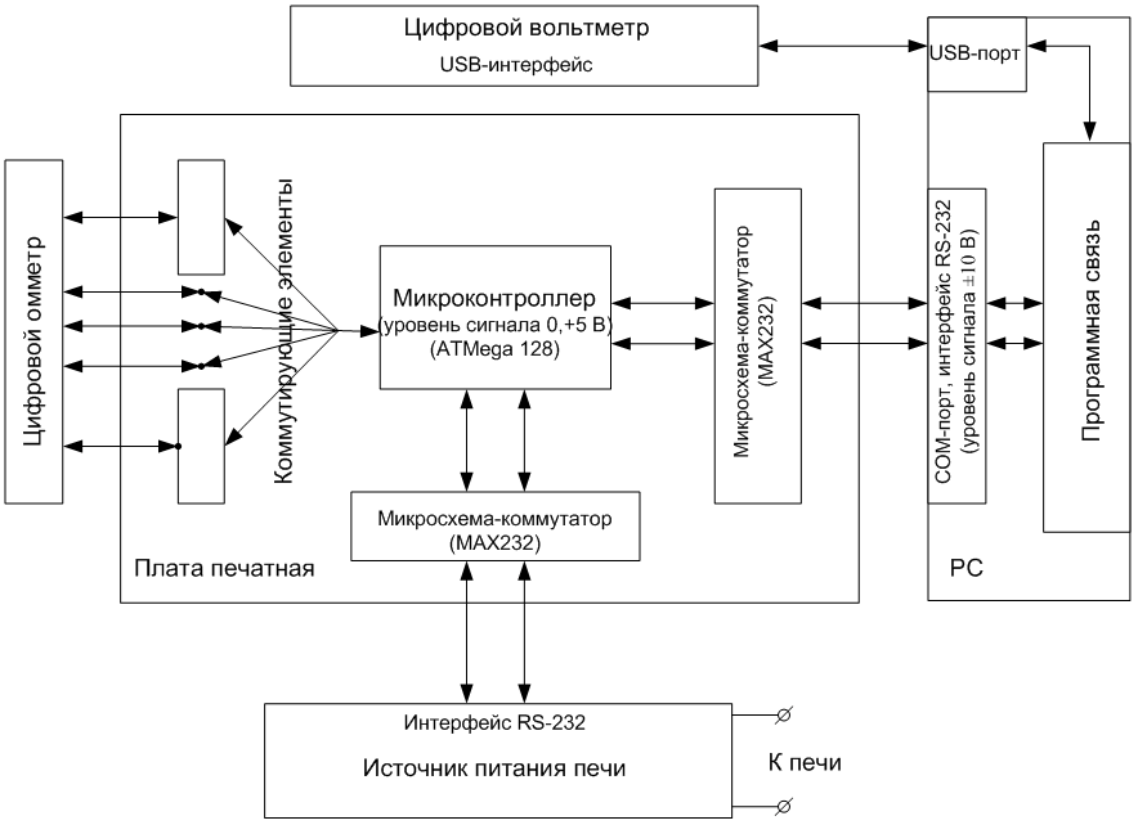


Рис. 1. Схема аппаратно-программной реализации связи цифровых приборов с ПК

В виду того, что цифровой омметр имеет большое количество выводов, требуется посредством специальных коммутирующих элементов, размещенных на печатной плате,

соединить его с микроконтроллером. Цифровой источник питания печи соединяется с микроконтроллером микросхемой-коммутатором (микросхема *MAX*232 стандартного интерфейса *RS*-232 для *COM*-порта). Аналогично микросхема-коммутатор реализует связь микроконтроллера через интерфейс *RS*-232 с *COM*-портом персонального компьютера. В свою очередь, цифровой вольтметр, имеющий интерфейс *USB*, соединяется с персональным компьютером через *USB*-порт и взаимодействует с ним посредством *USB*-драйвера (набором библиотек). Программная связь приборов в дальнейшем реализуется на уровне драйвера с использованием языка программирования (C++, *Delphi*).

Разрабатываемое программное обеспечение позволит оператору вводить программу исследования образца (диапазон температур, развертку магнитного поля и т. д.) и выбирать необходимые методы обработки результатов. Будет предусмотрена возможность сохранения информации на жесткий диск ПК, а также возможность исключения конфликтных ситуаций.

РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Д. С. Шинелев, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
364026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

В данной статье описывается принцип работы устройства регулирования вращения двигателя постоянного тока со стабилизацией и индикацией частоты. С помощью описанного ниже устройства, частоту и момент вращения можно изменять и поддерживать в интервале от нулевых до максимальных, развиваемых двигателем.

В настоящее время практически в любой отрасли во множестве устройств бытовой техники, в разработанных новых приборах и устройствах используются двигатели постоянного тока. Они обладают важными преимуществами перед другими электродвигателями: позволяют плавно и в широких пределах регулировать скорость вращения и обладают большим моментом при пуске, что особенно важно при использовании их в прецизионных устройствах. Поэтому весь электротранспорт использует эти двигатели (трамваи, троллейбусы, электровозы и тепловозы). Особенно широкое применение получают исполнительные двигатели постоянного тока в системах автоматического регулирования и управления.

Двигатели постоянного тока выполняются на различные мощности (от нескольких тысяч кВт для прокатных станков до долей Вт для систем автоматики), имеют разные напряжения (от 6 до 30000 В) и скорости вращения, а также различные конструктивные исполнения.

Различают три основных конструктивных исполнения электрических двигателей (машин):

- открытые машины (не имеют специальных приспособлений для предохранения от случайного прикосновения к вращающимся и токоведущим цепям и применяются очень редко);
- защищенные машины (имеют приспособления для защиты токоведущих и вращающихся частей и предохраняющие машину от попадания внутрь посторонних тел, водяных капель и брызг);
- закрытые машины (внутреннее пространство таких машин совершенно отделено от внешней среды. Они применяются в пыльных помещениях и на открытом воздухе).

Существуют два типа двигателей постоянного тока – коллекторные двигатели и бесколлекторные или униполярные двигатели.

Коллектор является наиболее дорогой и сложной в изготовлении частью электрической машины постоянного тока, и он осложняет работу двигателя. Основное преимущество униполярной машины − отсутствие коллектора. Однако практика показала, что бесколлекторная машина постоянного тока неэкономична. Поэтому в настоящее время основным типом двигателя постоянного тока является коллекторное исполнение.

В коллекторных машинах постоянного тока преобразование постоянного тока в переменный и обратное преобразование осуществляется механическим преобразователем частоты – коллектором.

Современные двигатели постоянного тока имеют высокий коэффициент полезного действия (КПД), который в зависимости от мощности, колеблется в пределах 0,75–0,96. Высшее значение КПД относится к машинам большей мощности (1000 кВт).

Во многих бытовых электроприборах и электроинструментах, снабженных электродвигателями, не предусмотрена возможность регулировать частоту вращения вала двигателя. Это делает эти приборы неудобными в работе, вынуждая выполнять многие операции в далеко не оптимальном режиме. Эти недостатки устраняет предлагаемое устройство регулирования частоты вращения, предназначенное для управления электродвигателем постоянного тока.

В устройствах автоматики широко используются низковольтные двигатели постоянного тока с устройствами стабилизации частоты вращения. Для регулирования мощных низковольтных двигателей (200–500 Вт) эти устройства не годятся, так как понадобились бы очень мощные выходные транзисторы. К тому же, часто требуется знать и точную частоту вращения двигателя [1].

С помощью описанного ниже устройства, частоту и момент вращения можно изменять и поддерживать в интервале от нулевых до максимальных, развиваемых двигателем. Режим уменьшенного момента вращения удобен, например, для ограничения натяжения провода в намоточном станке или для предотвращения поломки режущего инструмента в случае его заклинивания в обрабатываемом материале [2].

На рис. 1 показана структурная схема устройства регулирования вращения двигателя со стабилизацией и индикацией частоты.

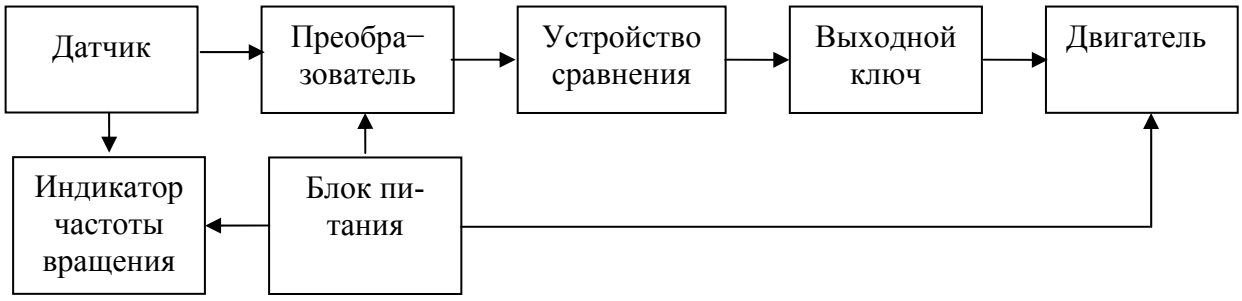


Рис. Структурная схема устройства регулирования вращения двигателя

Частота вращения двигателя регулируется переменным резистором, а реальные обороты индуцируются на светодиодных матрицах.

В системах регулировки, контроля, телеметрии и других устройствах автоматики для преобразования частоты вращения вала механизма в электрический сигнал широко применяют тахогенераторы. Механическая связь валов тахогенератора и электродвигателя должна быть жесткой и без люфта, в противном случае система стабилизации может по-

терять устойчивость, и возникнут незатухающие колебания частоты вращения. При выборе тахогенератора следует учитывать, что он электрически связан с сетью, а механически − с валом и корпусом электродвигателя, доступными для прикосновения оператору, а иногда − заземленными. Последнее обеспечит электробезопасность, но при пробое изоляции тахогенератора приведет к выходу регулятора из строя. Если качество изоляции обмотки тахогенератора от его вала и корпуса вызывают сомнения, лучше отказаться от бестрансформаторного питания регулятора. Тахогенераторы просты в эксплуатации, компактны, не требуют дополнительных источников питания, но обладают большой временной и температурной нестабильностью характеристик, относительно узкими пределами частоты вращения, малой долговечностью.

Более высокие технические характеристики обеспечивают оптронные датчики частоты вращения. На валу механизма закрепляют диск с равномерно расположенными прямоугольными прорезями, по одну сторону от которого устанавливают светодиод, а по другую − фотодиод, образующие оптронную пару. Отверстия в диске могут быть и круглыми, но в этом случае амплитуда выходного сигнала оптронной пары будет ниже вследствие того, что переход от освещенного состояния фотодиода к затемненному и наоборот будет затянутым по сравнению с прямоугольными прорезями.

В рассматриваемом устройстве на валу двигателя установлен диск с 60 равномерно расположенными прорезями, для того, чтобы показания датчика можно было снимать непосредственно в «оборотах в минуту».

При вращении диска происходит модуляция светового потока, падающего на фотодиод. Частота переменного тока, протекающего через фотодиод, пропорциональна частоте вращения вала механизма. Переменный сигнал с выхода оптрона преобразуется в датчиков последовательность прямоугольных импульсов постоянной амплитуды и длительности с периодом повторения, равным периоду переменного сигнала. В этом случае постоянная составляющая импульсного сигнала пропорциональна частоте вращения вала механизма.

Частота f сигнала (в герцах) с выхода оптрона равна $f = K \cdot n/60$, где К − число прорезей на диске, n − частота вращения диска (в мин.$^{-1}$) [3].

Иногда применяется и другой вид датчиков - магнитный. Тогда на вал двигателя устанавливается шестеренка из ферромагнитного материала, рядом с которой крепится магнитная головка. При вращении шестеренки на выводах головки появляется переменное напряжение с амплитудой около 1 мВ и частотой, равной частоте вращения двигателя, умноженной на количество зубьев на шестеренке. Однако часто бывает трудно найти место для установки какого-либо датчика. Но это и не обязательно. Дело в том, что информацию о частоте вращения коллекторного двигателя можно извлечь из потребляемого им тока. Этот ток содержит переменную составляющую, первая гармоника которой имеет частоту, равную частоте вращения двигателя, умноженную на число пластин коллектора. Двигатели, которые чаще всего применяются в магнитофонах, имеют три пластины коллектора. Поэтому эта частота равна утроенной частоте вращения двигателя.

С помощью преобразователя частота-напряжение осуществляется преобразование частоты оборотов двигателя в напряжение.

В устройстве сравнения происходит сравнение двух напряжений − опорного с задатчика (переменного резистора) и рабочего с преобразователя. По результату сравнения формируются импульсы управления выходным ключом. Если напряжение с преобразователя меньше чем на задатчике, ключ открывается, и двигатель набирает обороты. Как только напряжение с преобразователя превысит напряжение на задатчике, ключ закрывается, двигатель за счет нагрузки на валу притормаживается.

Индикатором частоты вращения двигателя служит простейший низкочастотный частотомер, выполненный на светодиодных матрицах, на которых индуцируются обороты двигателя.

Таким образом, предложенное устройство позволяет регулировать вращение двигателя с индикацией частоты вращения ротора до 12000 об/мин, что делает возможным использование его в прецизионных устройствах, где важно знать какова скорость вращения.

Следует отметить, что элементная база электрической схемы отечественного производства. Это позволяет воспроизведение указанного устройства со снижением себестоимости.

Список литературы

1. Абрамов С. ШИ-регулятор вращения двигателя / Радиомир, 2002. - № 6. - С. 16–18.

2. Воинков В. Регулятор-стабилизатор частоты вращения коллекторного двигателя / Радио, 2004. - № 13. - С. 45-46.

3. Пионтак Б., Скляр Е. Датчик частоты вращения / Радио, 1985. - № 11. - С. 32-33.

УПРОЩЕНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРОВЕДЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

А. А. Хвалько, В. Г. Бутов (научный руководитель)

Открытое акционерное общество «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»
662972, Красноярский край, ЗАТО Железногорск, г. Железногорск, ул. Ленина, д. 52
E-mail: aahvalko@mail.ru

Рассматриваются вопросы упрощения геометрических моделей бортовой аппаратуры космических аппаратов для проведения механического анализа. Освещены основные направления развития в данной тематике в частности *CAD*-ориентированный, *CAE*-ориентированный подходы. Предложены пути решения данной проблематики, отвечающие возможностям отечественных предприятий космической отрасли.

При анализе ведущих производств России стает очевидным факт невозможности изготовления сложной наукоемкой продукции без применения современных систем автоматизации. К числу наиболее эффективных технологий принадлежат так называемые системы автоматизированного проектирования *CAD*-ситемы, технологической подготовки производства *CAM*-системы, инженерного анализа *CAE*-системы. Несмотря на широкое распространение систем *CAD* и *CAE*, эти системы не так уж хорошо интегрируются, несмотря на предоставляемые ресурсы экспорта/импорта ведущими фирмами данной области [1]. Дело в том, что в настоящее время не существует общей унифицированной модели, которая бы содержала в себе как информацию для проектирования, так и для анализа. Также все более очевидным стает совместное использование этих двух систем при проектировании широкого спектра изделий, в том числе и бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА). Возможность тесной интеграции зависит от целей и степени детализации, требуемой для *CAE*-анализа и качественных характеристик *CAD*-модели.

Относительно интеграции систем проектирования и анализа с целью нахождения решений создавшихся сложностей выделяют несколько подходов: *CAD*-ориентированый; *CAE*-ориентированный; *CAD*/*CAE*-ориентированный; (*Product Lifecycle Management, PLM*)-использование технологии управления информацией об изделии на протяжении его жизненного цикла[2]. Учитывая уровень развития Российских предприятий, целесообразно раскрыть суть только некоторых из них. Так в *CAD*-ориентированном подходе, рассматривается проектирование, основанное на *CAD*-системе и интерактивный анализ, ко-

торый проводится с целью улучшения проектируемого изделия. Практически во всех современных *CAD*-системах предусмотрены дополнительные модули анализа и имитации, тесно интегрированные с системой моделирования. Эти модули позволяют решать задачи методом конечных элементов (МКЭ), генерации сетки и последующей обработки. Часто модели, созданные в *CAD* непригодны для МКЭ рис. 1, в большинстве случаев требуется некая абстрактная модель, в то время как *CAD*-система обеспечивает создание детализированной твердотельной модели. Следовательно, как показано на рис. 2, для получения МКЭ-специфичной модели необходим процесс преобразования.

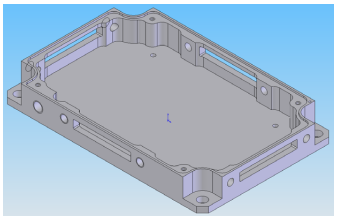


Рис. 1. Сложная 3*D* – модель

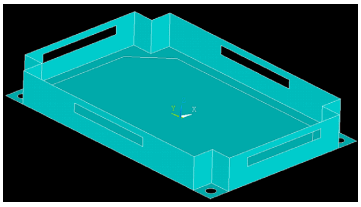


Рис. 2. Геометрически упрощенная модель

Для процесса преобразования существует некий критерий позволяющий удалять или изменять элементы, содержащиеся в модели. В результате получается, например, каркасная модель или поверхностная.

Процесс преобразования моделей является значительным препятствием на пути интеграции *CAD* и *CAE*, а также довольно нетривиальной задачей, требующей значительных временных затрат.

В *CAE*-ориентированном подходе, прежде всего, проводится инженерный анализ на основе абстрактной модели, с целью определения всех параметров *CAE*-модели. Как показано на рис.3 модель для проектирования получается путем добавления дополнительных элементов, а также необходимой информации о размерах. Этот подход, основанный на добавлении элементов модели и образмеривании прямо противоположен *CAD*-ориентированному подходу. В случае ориентации на *CAE*, требуются автоматизированные процедуры формирования твердотельных моделей на основе абстрактных предшественников. В противном случае, конструкторам потребуется вручную восстанавливать геометрию по проектной документации. В случае CAE-ориентированного подхода, аналогично *CAD*-подходу, существуют различные технологии преобразования в зависимости от наличия и содержания свойств в *CAE* модели. Что же касается CAD- и CAE-ориентированного подхода то, он требует двойных усилий по созданию и непрерывному поддержанию двух различных моделей одного изделия.

В условиях жестких временных рамок, выделяемых для производства продукции, нет места ни одному из этих подходов. Но все же, развитие и повсеместное внедрение информационных технологий, в конечном счете, приведет к тому, что тот, кто не сумеет приспособиться к новым условиям работы останется вне конкуренции. С этих позиций становится понятным, что на предприятиях космической отрасли *CAD*-ориентированный подход имеет очевидные преимущества, так как имеется возможность использовать наработанные материалы об изделии. Предлагается двигаться в двух направлениях: по упрощенному пути, там, где не нужна большая точность результата и где нет явных уязвимых мест (Путь I); по пути наибольшей детализации модели, т.е. объектами анализа, на ряду с несущими элементами, становятся элементы конструкции нижних уровней – электрорадиоизделия (ЭРИ) (Путь II).

Направление I: упрощение производится следующим образом, за основу принимается сложная трехмерная модель максимально приближенная к реальному изделию, в данной модели определяются наиболее уязвимые места и места креплений, которые, пре-

терпев упрощение не должны потерять своих основных функций. Затем, относительно наложенных ограничений, выполняется упрощение модели путем замены элементов деталей геометрическими примитивами (линиями, балками, оболочками) и последующим их соединении уравнениями связки в единую деталь, как показано на рис. 3.

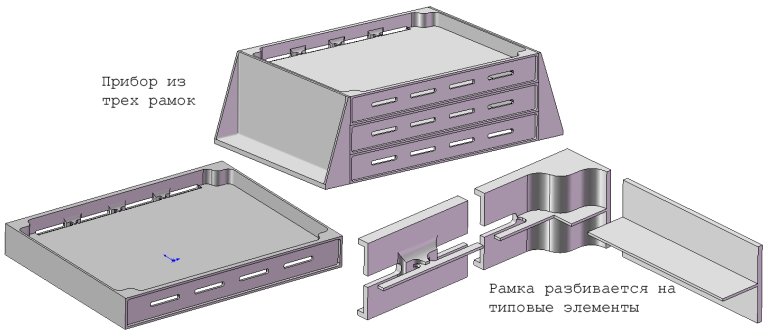


Рис. 3. Принцип упрощения геометрических моделей

Так как разрабатываемая БА в основном состоит из типовых приборов, целесообразно создавать базу данных упрощенных геометрических моделей конструктивных элементов (рамки, кронштейны, элементы крепления и т. д.).

Направление II: объектами упрощения в этом случае являются ЭРИ, упрощение производится автоматически, используя информацию, находящуюся в системе проектирования печатных плат и в файле разработанной топологии. На основе имеющейся информации, производится выборка необходимых данных об ЭРИ, создается программный код, который загружается в *CAE* систему. Система в автоматическом режиме создает модели, на основе примитивов, моделирующих характеристики ЭРИ. Данный подход к упрощению позволяет отказаться от создания и поддержания баз данных используемых ЭРИ. Процесс упрощения ЭРИ схематично показан на рис. 4.

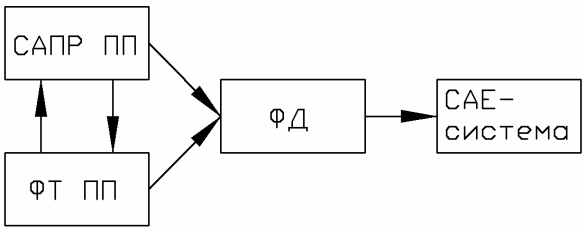


Рис. 4. Процесс упрощения ЭРИ: где САПР ПП – система автоматического проектирования печатных плат; ФТ ПП – файл топологии печатных плат; ФД – файл данных

Из рисунка 5 видно, что приведенные пути упрощения хорошо интегрируются, это дает возможность подводить их к разной степени участия в подготовке геометрических моделей для проведения механического анализа. Такой подход к вопросу упрощения геометрических моделей соответствует возможностям отечественных предприятий и отвечает современным требованиям. Кроме того, важным моментом упрощения моделей основанном на таком принципе является то, что в процессе востребована и участвует информация об исследуемом изделии, сопровождающая его с начального момента разработки. На основе этих данных разрабатываются модели, создаются базы данных и вся эта информация может быть использована в дальнейшим, в обеспечение контроля за обеспечением возложенных функций на изделие, вплоть до утилизации. А это уже некое упрощенное представление технологии PLM, которая упоминалась в начале. Данный факт под-

твердает полезность решения вопросов интеграции CAD-CAE систем и необходимость развития в данном направлении.

Список литературы

1. Ли К. Основы САПР (CAD/CAM/CAE). – СПб.: Питер, 2004.
2. http://network-journal.mpei.ac.ru

РАЗРАБОТКА ДИАГНОСТИЧЕСКОГО ПРИБОРА ДЛЯ ПРОВЕРКИ УЗЛОВ ИНЖЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

С. Д. Кретов, Н. В. Ципина,
В. Ю. Черных, А. В. Турецкий (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
Email: muratovav@kipr.vorstu.ru

Рассматриваются вопросы разработки универсального тестирующего устройства, предназначенного как для автосервисов и автомастерских, так и для простых автолюбителей. Диагностический прибор объединяет в своем составе несколько приборов, предназначен для проверки искрообразования на высоковольтный разрядник всех типов катушек и модулей зажигания, проверки бесперебойной работы шагового двигателя выполняющий функции регулятора холостого хода, проверка работоспособности электромеханических форсунок распыления топлива

В последние пять лет в современном автомобилестроении происходит серьезные изменения, связанные с тем, что во всем мире люди пытаются снизить загрязнения окружающей среды, а вклад в загрязнение окружающей среды автомобилями находится на втором месте в списке техногенных загрязнителей.

В связи с этим ужесточились требования к токсичности выбросов выхлопных газов у двигателей внутреннего сгорания, что привело к созданию нормативов регламентирующих содержание вредных веществ в выхлопных газах. В России на сегодняшний момент существуют следующие нормы: Россия – 83, ЕВРО – 2, ЕВРО – 3, ЕВРО – 4 [1]. С 2008 г. в России запрещен выпуск и ввоз автомобилей отвечающим нормам токсичности ниже, чем ЕВРО – 3.

Соблюдение этих норм практически невозможно на двигателях оснащенных карбюраторной системой питания и трамблерной системой зажигания, но наука не стоит на месте и на смену карбюраторным двигателям внутреннего сгорания пришли инжекторные системы подачи топлива и электронные системы искрообразованием под общем управлением миникомпьютером – электронная система управления двигателем (ЭСУД).

Оснащение двигателей ЭСУД потребовало оснащение сервисных центров по обслуживанию автомобилей и ремонтных мастерских соответствующем оборудованием для проведения технического обслуживания, ремонта и диагностике всей автомобильной электроники [2].

Актуальность данного прибора заключается в том, что он является универсальным тестирующим устройством предназначенным как для автосервисов и автомастерских так и для простых автолюбителей.

Диагностический прибор объединяет в своем составе несколько приборов выполняющие различные функции и является новой разработкой, не имеющих прямых полных аналогов и предназначен для проверки искрообразования на высоковольтный разрядник всех типов катушек и модулей зажигания использовавшихся на отечественных автомобилях, проверки бесперебойной работы шагового двигателя выполняющий функции регуля-

тора холостого хода, проверка работоспособности электромеханических форсунок распыления топлива.

Рассмотрим структурную схему диагностического прибора для проверки инжекторных двигателей, которая изображения на рис. 1.

Далее рассмотрим подробнее состав и работу прибора. Задающий генератор (узел 1) с регулированной частотой импульсов в пределах от 20 до 200 Гц и изменяемой скважностью импульсов от 2 до 10, имитирует работу двигателя на всех его диапазонах и формирует импульсы необходимой формы. Большие возможности для построения времязадающих устройств открывает использование интегрального таймера NE555. Эта микросхема специально разработана для применения в устройствах подобного типа.

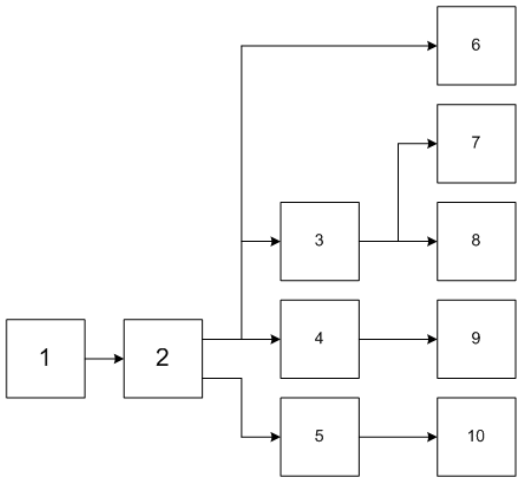


Рис. 1. Структурная схема диагностического прибора
для проверки узлов инжекторного двигателя

1 – задающий генератор;
2 – гальваническая развязка;
3 – мощный коммутатор импульсов;
4 – контроллер шагового двигателя;
5 – блок коммутации форсунок;
6 – проверяемый модуль зажигания;
7 – проверяемая катушка зажигания;
8 – проверяемая модульная катушка зажигания;
9 – шаговый двигатель;
10 – топливные форсунки

Основу коммутатора импульсов зажигания (узел 3) составляет микросхема L497 представляющая собой функционально законченный контроллер зажигания и предназначена для использования в системах зажигания с бесконтактным датчиком (на эффекте Холла) и катушками зажигания повышенной мощности. Этот контроллер также может быть использован совместно с микропроцессорной системой управления зажиганием автомобилей.

Контроллер L497B обеспечивает: прямое управление мощным выходным транзистором (не требуется промежуточный буферный каскад); управление длительностью импульсов в катушке зажигания; контроль значения импульсного тока через катушку зажигания; защиту катушки зажигания от воздействия постоянного тока; защиту выходного транзистора от повышенного напряжения. Кроме того, контроллер формирует сигнал с частотой, пропорциональной вращению коленчатого вала двигателя.

С коллектора диодно-транзисторного оптрона (узел 2) так же снимается сигнал для подачи тактовых импульсов на контроллер шагового двигателя выполненного на двух специализированных микросхемах L297, L298N.

Драйвер L298N допускает возможность использования шаговых двигателей с током обмотки до 2 А. При управлении двигателями с током более 0,5 А для этой микросхемы может потребоваться радиатор. Неплохие результаты были получены при эксплуатации с контроллером шагового двигателя РХХ 2112-1148300. При этом напряжение питания составляет 12 В, номинальный ток 0,23 А и применение радиатора в этом случае не обязательно.

Блок коммутации форсунок (узел 5) построен на специализированной микросхеме TLE5216G, представляющей собой ключи на мощных полевых транзисторах. К каждому выходу подключены светодиодные индикаторы для визуального контроля работы форсунок, при необходимости можно тестировать по одной форсунке или все сразу.

Конструктивно диагностический прибор представляет собой разборную конструкцию с габаритными размерами 134×173×68 мм, состоящую из корпуса, крышки и платы (рис. 2). На задней панели корпуса имеется два разъема для соединения диагностического прибора с тестируемыми элементами, а также для электропитания этого блока от автомобильного аккумулятора. Внутри корпуса имеются стойки с отверстиями для крепления печатной платы. Плата ложится основанием на стойки и крепится винтами.

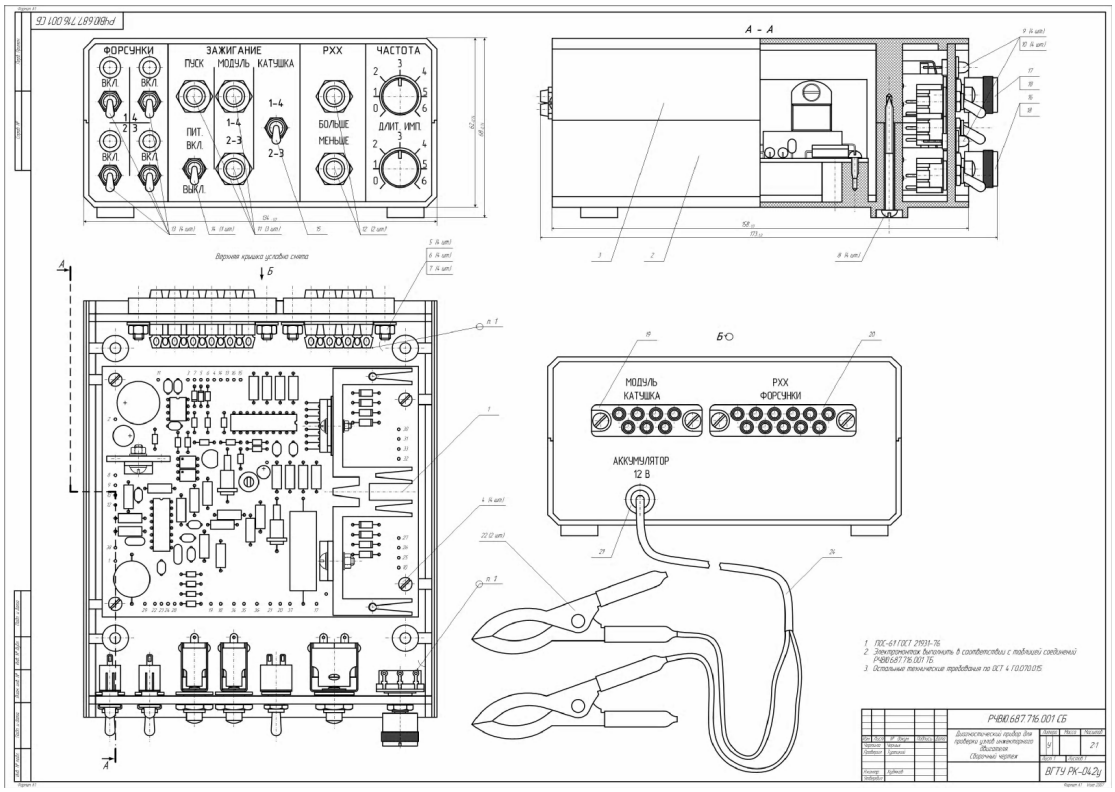


Рис. 2. Сборочный чертеж изделия

На передней панели располагаются органы управления прибором для выбора тестируемого узла и задания необходимого режима проверки. Оформление внешнего вида передней панели соответствует требованиям технической эстетики и эргономики. Работа с прибором интуитивно понятна и проста.

Печатный узел диагностического прибора представляет собой плату с установленными в отверстия и поверхностномонтируемыми электрорадиоэлементами, закрепленны-

ми на плате при помощи припоя. Для уменьшения числа паяных соединений, уменьшения массы и повышения надежности изделия непосредственно на печатную плату крепятся радиаторы, имеющие небольшие габаритные размеры и массу. При этом толщину материала печатной платы воспринимающий усилия, возникающие при действии вибрации и ударов достаточной для обеспечения механической прочности изделия. Элементы размещены с обоих сторон платы.

Для защиты от влаги плату покрывают защитным слоем лака.

Соединение платы с органами управления и выходными разъемами осуществляется при помощи монтажных проводов марки МГФ 0,5 ТУ 16-505-185-71.

Для пайки применяется оловянно-свинцовый припой ПОС-61 ГОСТ 21931-76, наиболее распространенный и отвечающий всем технологическим требованиям.

Несмотря на свою простоту, разработанный прибор будет полезен автолюбителям и станет отличной заменой дорогостоящему сервисному оборудованию. Его наличие позволяет проверить наиболее важные узлы инжекторного двигателя и определить направление ремонта без визита в сервисную мастерскую.

Список литературы

1. Золотницкий, В. А. Новые газотопливные системы автомобилей. –М. : Издательский Дом Третий Рим, 2007, – 268 с.

2. Тюрин, А. А. Диагностика электронных систем управления двигателями легковых автомобилей. – М. : Солон-Пресс, 2007, – 486 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ ФОРМОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ЦЕЛЬЮ ПОЛУЧЕНИЯ СООТВЕТСТВУЮЩИХ ОТРАЖАЮЩИХ ХАРАКТЕРИСТИК

А. И. Шабуров,
Ю. В. Коловский, L. Karpov*, V. Mancevski* (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: SL_507@mail.ru
**Xidex Corporation 8906 Wall St.,Austin TX 78754,USA*

Различные методы изменения и корректировки поверхности, в частности отражающей поверхности ГЗА необходимы для повышения эффективности характеристик радиотехнических систем.

Поверхности различной формы используются во многих областях промышленности. При использовании различных поверхностей возникает проблема изменения формы поверхности с целю изменения ее некоторых характеристик и устройств, построенных на ее основе.

Изменением профиля отражающей поверхности можно производить, управление диаграммой направленности параболического зеркала. Если изменить поверхности зеркала таким образом, что лучи, отражённые в соответствующих точках верхней и нижней половине зеркала, достигают поверхности раскрыва не одновременно, т. е. поверхность раскрыва зеркала перестаёт быть синфазной. Что может привести к повороту диаграммы направленности. Но данные действии могут привести к появлению фазовых ошибок высоких порядков. Так же это может привести к тому, что боковой лепесток становиться не симметричным относительно своего максимума, и уровень боковых лепестков возрастает. Данное свойство и является отрицательным моментом при изменение профиля отражаю-

щей поверхности, соответственно уровень боковых лепестков должен быть спрогнозирован. В соответствие прогнозов будет производиться коррекция.

Различные методы изменения и корректировки поверхности, в частности отражающей поверхности ГЗА необходимы для повышения эффективности характеристик радиотехнических систем. Данные методы может найти применения в сфере связи, управление рефлекторами антенн.

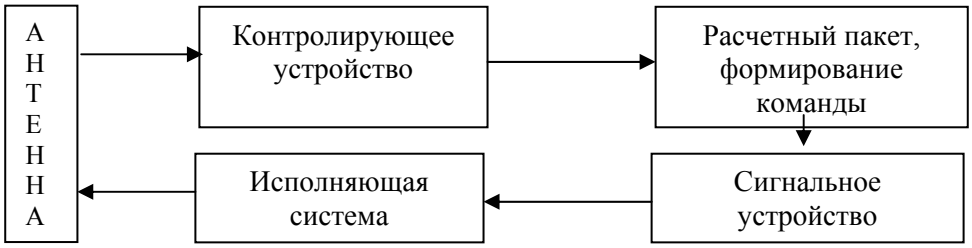


Рис. 1. Система динамического контроля

На основе фотограмметрической обработки поверхностей производиться построение матрицы точек поверхности может производиться расчет радиотехнических параметров. Для расчета радиотехнических параметров используется метод мягкого моделирования.

Но и в моделирование характеристик существует множество преград, непосредственно для использования программных пакетов основанных на классических математических методах вычисления. Которые, как правило используются для проектирования зеркальных антенн. Так как данные пакеты, производя обширны математические расчеты практически для каждой точки полученной при измерениях, весь процесс занимает продолжительный промежуток времени, это при учете только одного и упрощенного варианта облучателя. Тем самым их использование как метод вычисления параметров не возможен в виду продолжительности и требований к ресурсам самого вычислительного аппарата.

Однако для моделирования радиотехнических параметров весьма полезны программы использующие классические методы.

Как возможный вариант решения проблемы времени расчета радиотехнических параметров, можно рассмотреть использование нейросетей с сформированным учебником основанным на уже смоделированных формах и соответствующих им радиотехнических параметрах зеркальной антенны.

Но для формирования учебника требуется обширная база которая предварительно формируется на основе задач решенных при помощи пакета математического моделирования.

База собранных данных содержит некоторое количество параметров, описывающих поверхность и радиотехнические характеристики. Требуется рассмотрение прямой, обратной и комбинированной задачи.

При формирование учебника неросети возникает множество проблем связанных с несовместимостью форматов как ввода данных в среду нейронной сети, так и с вводом данных в программе продукты для создания самого учебника.

Для создания учебника использовался программный продукт *CST MICROWAVE STUDIO* (*CST MWS*) представляет собой программу, предназначенную для быстрого и точного численного моделирования высокочастотных устройств (антенн, фильтров, ответвителей мощности, планарных и многослойных структур).

На начальном этапе создавались модели облучателе, с получением дигаммы направленности. Данные импортировались в математические среды где подвергаются ком-

плексном анализу выявлению вектора направленности, коэффициента защищенности разложению на плоскости, как показано на рис. 2.

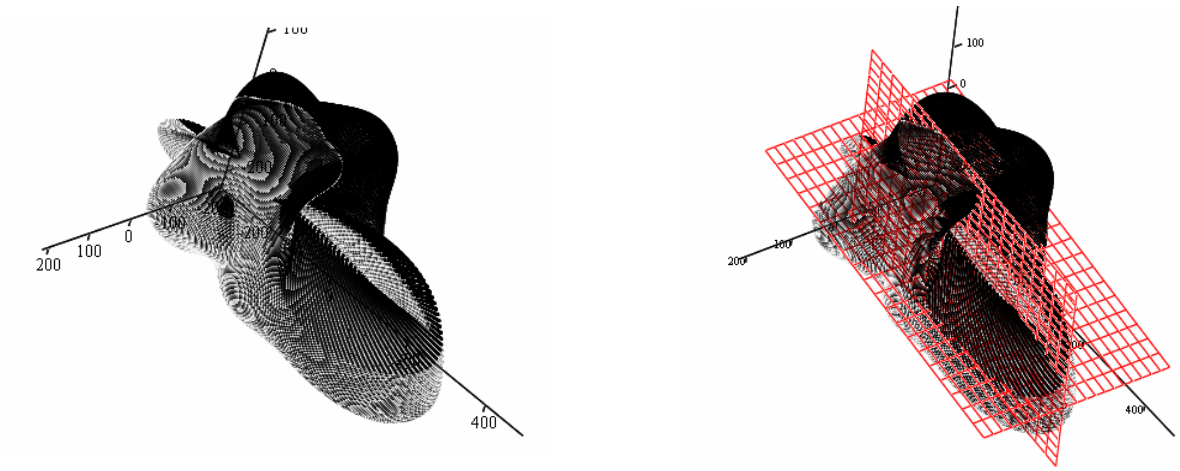


Рис. 2. Диаграмма направленности облучателя

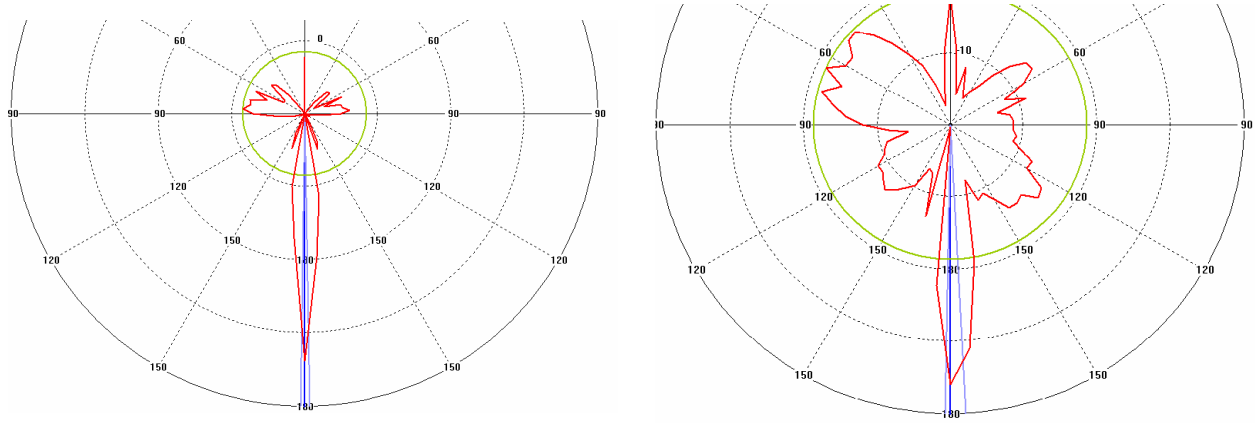


Рис. 3

В дальнейшем производилось моделирование систем из облучателя и рефлектора, где уже не малую роль имею боковые лепестки диаграммы направленности, которые производится сравнительный анализ с уровнем сигнала в основном лепестке.

Также как и уровень сигнала в боковых лепестка не малую роль имеет их ориентация в пространстве. И их изменение в пространстве как показано на рис. 3.

ТРАНСПОРТНАЯ ОСНОВА СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ МЕДИЦИНСКИХ УСЛУГ

В. А. Левицкий, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: levivadi@mail.ru

В данной статье рассмотрены направления транспортной основы телемедицины с точки зрения очередности, технического подхода и правовых аспектов.

При проектировании системы дистанционного предоставления медицинских услуг разумно исходить из распределения работ по времени с целью первоочередного выполнения цикла наиболее эффектных и наименее затратных задач, выполнение которых способно дать быстрый адаптационно эффект. Что особенно важно при определении правил функционирования системы и ее пользователей. С другой стороны, это позволяет выявить возможные направления развития системы и определить этапность внедрения новой технологии.

Под затратами здесь понимаются не только необходимые финансовые вложения, но и, что более существенно, комплекс организационных мероприятий. Совершенно очевидно, что минимизация затрат достигается при создании системы неоперативной консультативной медицинской помощи. Система должна обслуживать население, проживающее вне краевого центра или др. крупных населенных пунктов, не располагающих квалифицированным медицинским персоналом. Предложение о предпочтительности первоочередного создания системы неоперативной помощи основывается на том, что для этих целей в значительной степени может быть использована существующая инфраструктура связи. Второе направление (очередь) телемедицины- создание системы оперативной медицинской помощи, когда внезапное изменение физиологического состояния человека требует немедленного медицинского реагирования.

Чрезвычайную важность имеют вопросы правового обеспечения телемедицины, в частности, признания юридической достоверности диагностики, выполненной дистанционно. Поэтому на первом этапе данная услуга должна носить исключительно консультативный характер, и лишь затем (при формировании правил и процедур) она сможет внедряться в лечебный процесс.

Таким образом, можно описать технологии, которые необходимо задействовать на первом этапе формирования региональной системы телемедицины. Одной из важнейших составляющих технологии телемедицины является транспортная основа инфокоммуникационной системы, которая обеспечивает неоперативную доставку исходной информации к узкому специалисту - высококвалифицированному медицинскому работнику. Последний рассматривает полученные материалы и возвращает свое заключение в формализованном виде, утвержденном инструкциями и руководящими материалами либо Минздрва РФ, либо на краевом уровне.

Технология работы может быть представлена следующим образом. На клиентском рабочем месте медицинский работник, снимает, например, электрокардиограмму (ЭКГ). Далее ЭКГ вводится в аппаратуру оконечного оборудования данных и в автоматизированном режиме передается медицинскому работнику высокой квалификации с целью получения заключения и, возможно, рекомендаций лечения. Пациент и врач априорно находятся на значительном расстоянии друг от друга, поэтому для передачи информации в

обоих направлениях используются линии и каналы связи, как собственные, так и арендуемые у провайдеров.

Первая очередь транспортной системы должна охватить как можно большее количество населенных пунктов края. Структурно первая очередь содержит следующие элементы:

- семейство клиентских рабочих мест (КРМ), размещаемых в ЦРБ (центральная районная больница) или фельдшерском пункте удаленного поселения;
- группу районных узлов обработки информации (РУОИ). Расположены в крупных районных центрах при (или в составе) ЦРБ;
- базовый узел обработки информации (БУОИ) расположен в Красноярске на площадях и под патронажем, например, Красноярской краевой больницы;
- семейство рабочих станций узких специалистов – медиков (РСУС);
- линии и каналы связи.

На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема транспортной основы телемедицинской технологии.

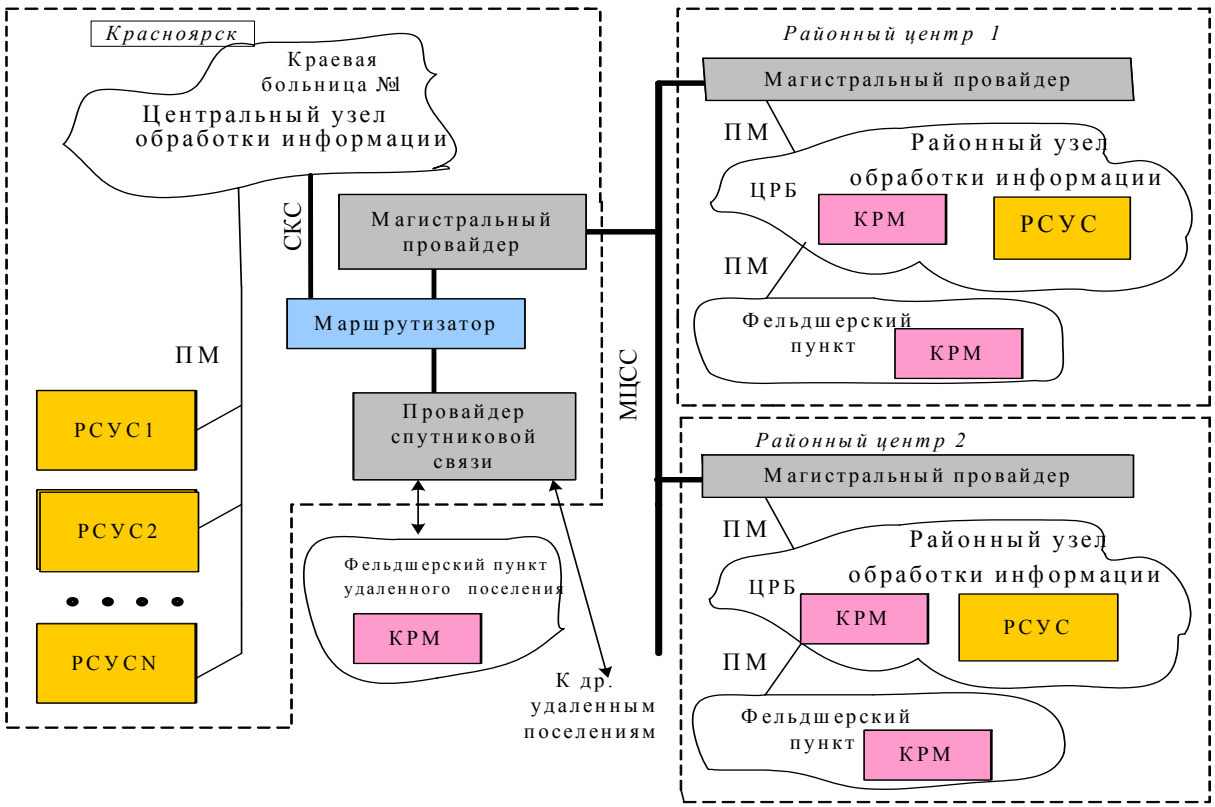


Рис. 1. Структурная схема первой очереди транспортной основы системы

Функции транспортной основы состоят в передаче информации от клиента в районный узел обработки информации РУОИ или непосредственно в БУОИ.

На клиентском рабочем месте КРМ снимается, например, электрокардиограмма, вводится в аппаратуру оконечного оборудования данных (на схеме по рис. 1 не показано), в процессе которого оцифровывается, сжимается с целью уменьшения трафика и в авто-

матизированном режиме передается в РУОИ. По команде диспетчера РУОИ (возможно, виртуального) исходная информация направляется либо узкому специалисту в пределах районного центра, либо перенаправляется в БУОИ. Диспетчер БУОИ перенаправляет информацию узкому специалисту краевого центра. В оконечном оборудовании на рабочей станции узкого специалиста РСУС принятый блок цифровых данных преобразуется к виду, привычному медицинским работникам, т.е. к записи ЭКГ в традиционном виде, если исходить из описанного выше примера.

Транспортная основа телемедицины строится на основе *VPN* (*Virtual Private Network* – виртуальная частная сеть). *VPN* – это логическая информационная сеть, создаваемая поверх Internet. VPN гарантированно закрыта, как для внешних несанкционированных пользователей, так и для свободного выхода собственных легитимных пользователей в Internet. В этом заключена одна из принципиальных особенностей технологии *VPN*. Обеспечение этой особенности достигается за счет паролирования и использования специальных шифров.

Соединение базового и районных узлов обработки информации или фельдшерского пункта удаленного поселения производится двумя путями:

- с помощью магистральной цифровой сети связи МЦСС, реализованной на каналах связи с многожильным волоконно-оптическим кабелем;
- с использованием спутниковых каналов связи телепорта в г. Красноярске и сети станций спутниковой связи, распределенных по территории края.

При определении технологий второго этапа развития краевой телекоммуникационной сети для нужд телемедицины следует учитывать, что транспортная основа системы поддержки оперативного оказания медицинских услуг предназначена для передачи срочной информации в службу скорой медицинской помощи при наступлении коллапсов в состоянии здоровья пациента. Под пациентом здесь понимается лицо, подключенное к подсистеме оперативного реагирования.

В системе это происходит следующим образом. Состояние функционального параметра пациента, например ЭКГ или частота сердечных сокращений, непрерывно контролируются с помощью соответствующего носимого прибора. Кроме этого прибора, пациент снабжен приемником *GPS* и (или) мобильным телефоном. В момент наступления кризисного состояния пациента по линии мобильной связи в скорую помощь направляется вызов в формализованной форме. Вызов содержит идентификационные сведения и географические координаты пациента, а также причина вызова. На станции скорой помощи географические координаты идентифицируются с картой города. Эта информация позволяет бригаде скорой помощи быстро прибыть на место, располагая определенной информацией о состоянии пациента. Более того, с момента наступления кризисного состояния имеется возможность с момента его наступления начать передачу данных непосредственно в машину скорой помощи, например, полную ЭКГ.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ПАКЕТЕ *ALTIUM DESIGNER*

М. Л. Дектерев, Ю. А. Капустин-Богданов, М. С. Учуватов,
С. И. Трегубов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: retfil88@mail.ru

В данной статье описываются возможности параметров пакета *Altium Designer* с целью оптимизации проектирования электронных средств, когда в работу над проектом вовлечена группа разработчиков.

При сквозном автоматизированном проектировании электронных средств (ЭС) основным используемым пакетом САПР среднего уровня является *Altium Designer* (*AD*). В условиях, когда над проектом задействована группа разработчиков, необходимо обеспечить правильное и идентичное отображение информации в среде *AD*, добиться максимальной унификации выпускаемой конструкторской документации и максимально оптимизировать проектирование (ЭС) в целом. Указанные требования пакет *AD* позволяет реализовать благодаря широкому спектру настроек, по реализации которых, возможно создать единую рабочую область на всех рабочих местах.

Все настройки программы условно можно разделить на три группы: настройка системы (глобальные настройки), настройки редакторов (проектирование электрических схем, печатных плат, ПЛИС, интегрированных библиотек, прикладного программного обеспечения, скриптов), настройка рабочей области документа.

Настройки системы доступны из меню *DXP – Preference – System*. Для унификации работы над проектом необходимо установить следующие параметры.

Вкладка *General.* Здесь обязательно указать единую рабочую папку и папку библиотек в блоге *Default Locations*. Представленные по умолчанию папки содержат примеры различных типовых проектов от разработчиков Altium, а также набор стандартных библиотек, изменять которые не рекомендуется.

Вкладка *Installed Libraries.* Здесь необходимо подключить те библиотеки, которые будут использоваться при проектирование ЭС. Библиотеки установленные по умолчанию рекомендуется удалить, т. к., они не соответствуют ГОСТ и не ориентированны на наше производство.

Остальные вкладки определяют расположение меню на рабочем пространстве. Для унификации рабочего пространства рекомендуется расположить все выпадающие, раскрывающиеся и другие виды меню одинаково на всех рабочих местах.

Настройка редактора схем осуществляется как настройками редактора, так и настройками непосредственно рабочей области.

Настройки рабочей области документа *Design – Document Options*. Здесь необходимо поменять единицы измерения на миллиметровую, воспользовавшись вкладкой *Units*. Настройки листа схемы:

Область *options* – отключить *Title Block*, т.к. по умолчанию подключена стандартная рамка выполненная не по ГОСТ.

Области *Grids* и *Electrical Grids*, являются наиболее важными т. к. из-за несовпадения шага сетки при разработке, образуются разрывы цепей, что приводит к дальнейшему затруднению моделирования изделия. Поэтому параметры *Snap* и *Visible* рекомендуется устанавливать равными 2,5, а *Grid Range* – 1.

При настройке редактора схем (панель *DXP – Preference-Schematic* – рис. 1) следует одинаково установить параметры следующих пунктов: *Drag orthogonal*, *Optimize Wires & Buses*, *Component Cut Wires*, *Enable In-Place*, *CTRl+Double Click*, *Sheet Entry*, *Port Direction*.

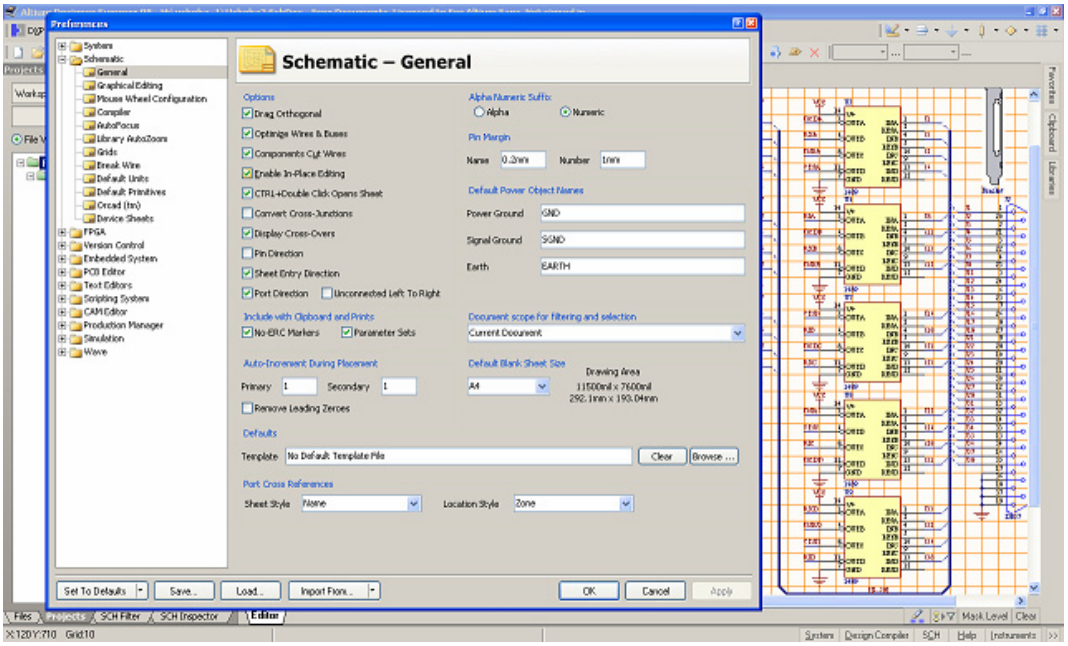


Рис. 1. Панель основных настроек редактора схем

Во вкладке *Graphical Edition* наиболее значимы следующие настройки: *Clipboard referens*, *Convert Special Strings*, *Hot Spot*, *Single\ Negation*, *Mark Manual Parameters*, *Clears Selection*, *Always Drag*, *Display String As Rotated*, *Sheet Entries and Ports use Harness Color*, которые должны быть включены.

Вкладка *Compiler*. Опция *Auto-Junction* должна быть включена. Т. к., она автоматически проставляет точки, указывающие на соединение цепей (шин). Благодаря чему, возможно исключить ручную простановку соединений цепей и шин.

Настройки необходимые для проектирования печатных плат.

AD позволяет создавать собственный контур печатных плат, но метод предложенный разработчиками *AD* очень сложен и практически не используется. В большинстве случаев контуры плат изначально создаются в механических САПР, затем импортируются в формате *DXF* или *STEP* . Важная особенность такого метода – если на последующем этапе проектирования модель платы будет изменена в той программе, в которой она была создана, то при обращении в *AD* будет показано сообщение, согласно которому предлагается обновить модель платы. На сегодня все большее распространение получает формат STEP, т.к. он заметно облегчает получение выходных 3*D*-моделей, необходимых для выпуска и создания конструкторской документации.

Настройка слоев, переходных отверстий и других технологических особенностей созданной или подключенной платы происходит путем вызова меню *Design – Layer Stick Manager* (рис. 2). Конкретных рекомендации к параметрам этого этапа в проектировании печатных плат нет, т. к. они определяется технологией изготовления печаных плат.

После того, как проектировщик подгрузил плату в проект необходимо произвести настройки рабочей области. Пройти к ними можно следующим образом *Design – Board Options*. Наиболее важные параметры:

метрическая система исчисления;

параметры сеток.

Рекомендуемые параметры сеток: *Snap* и *Component Grid* – 0,25мм; *Electrical Grid* – 0,5 мм; *Visible Grid* 1, 2 соответственно 0,25 и 2,5 мм.

Это необходимо для правильного подключения проводников и трассировки, если у нас будут некратные системы сеток, то это приведет к электрическому разрыву проводников. Что при выводе Gerber файлов и передачи их на производство приведет к браку.

По установке всех параметров их необходимо сохранить в один исходный файл и распространить на другие рабочие места с целью создания единого рабочего пространства.

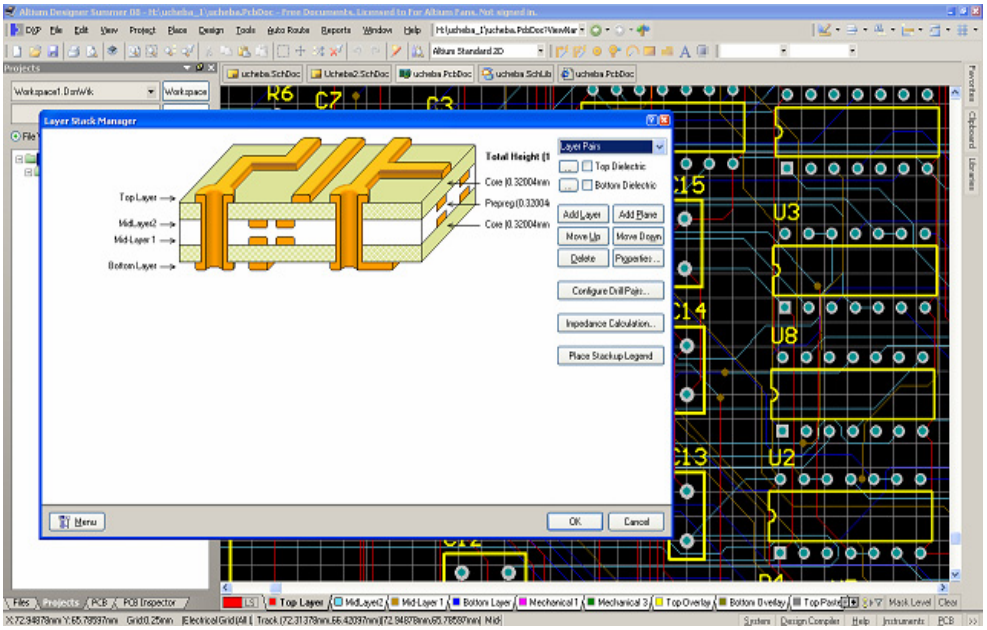


Рис. 2. Панель настроек технологических особенностей и слоев ПП

Выполнив вышеописанные настройки, мы существенно уменьшим сроки разработки ЭС, исключим варианты несоответствия документов, на этапах разработки. Описание полного состава рекомендуемых и жестко устанавливаемых настроек необходимо устанавливать в стандарте организации, занимающейся проектированием ЭС.

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПРОИЗВОДСТВА И УТИЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

А. В. Рыженков, В. А. Барашков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Электронная промышленность никогда не выходила из-под чуткого внимания экологов. Преградой на пути естественного развития мировой электроники стали директивы ЕС: RoSH и WEEE, призывающие отказаться от использования свинца. Но действительно ли используемый в электронной аппаратуре свинец так сильно вредит окружающей среде? Изменит ли экологическую обстановку к лучшему внедрение бессвинцовых технологий. Ведь только 1% добываемого свинца используется при производстве РЭА. Можно ли будет надеяться на то, что новые материалы, реактивы и

технологии, внедряемые в сферу электронного производства под предлогом отказа от свинца, будут экологичнее прежних?
Введение новых технологий вызовет серьезные изменения в производственном процессе, готовиться к которым, необходимо было начинать уже вчера.

Несмотря на то, что производство электронных средств по объемам технологических выбросов, конечно, значительно уступает другим областям промышленности: например, металлургии, энергетики, некоторым добывающим ее отраслям и т. д., не учитывать его вредное влияние на окружающую природу, здоровье человека было бы неразумно. Угроза всеобщего экологического кризиса на планете, снижение условий и продолжительности жизни людей в нашей стране, увеличение детской смертности, что может быть подтверждением угрожающей экологической обстановки в государстве и на планете в целом, диктует необходимость принятия безотлагательных мер по стабилизации экологической ситуации и ее улучшению. Это может быть осуществлено только благодаря усилиям всех научных и производственных кадров страны и планеты в целом.

В производстве электронных средств используется и образуется в качестве продуктов переработки большой набор вредных веществ, оказывающих на человека влияние широкого спектра действия. Содержание этих веществ в рабочем помещении регламентируется ГОСТ 12.1.007–76 «ССБТ. Вредные вещества. Классификация и общие требования безопасности». Эти вещества в воздух рабочей и жилой зоны могут попадать в виде паров, газов и пыли, которые в определенных условиях способны привести к заболеванию или снижению работоспособности человека. Этими свойствами определяется понятие вредного производственного фактора. По степени воздействия на организм человека вредные вещества делятся на 4 класса опасности (ГОСТ 12.1.007–76):

1) чрезвычайно опасные; 2) высокоопасные; 3) умеренно опасные; 4)малоопасные.

Класс опасности вредных веществ устанавливается в зависимости от ряда норм и показателей, в частности, предельно допустимой концентрации (ПДК) вредных веществ в воздухе рабочей зоны и средней смертельной концентрации в воздухе.

Для современной электронной промышленности характерны серьезные все более обостряющиеся экологические проблемы, которые тесно, особенно в последнюю пятилетку интегрируются в общий процесс экологических тенденций современности. Современные развитые страны особенно ЕС и Япония озабочены нависшей угрозой загрязнения, связанной с продукцией современной электронной промышленности, и его последствиями в недалеком будущем. По оценкам Управления охраны окружающей среды США (EPA), 1% из 210 млн. тонн твердых отходов, собираемых ежегодно в стране, приходится на долю электронных изделий. И лишь незначительная часть этих отходов перерабатывается.

На всем пути своего существования электроника никогда не выходила из-под чуткого внимания различных экологических организаций. Современным камнем преткновения естественного развития мировой электроники стали директивы ЕС от 1 июня 2006 г RoSH (Ограничение использования некоторых опасных веществ в электрическом и электронном оборудовании) и WEEE (Загрязнение от электротехнического и электронного оборудования), влекущих за собой существенные изменения в мировой электронике в пользу её экологичности и «озеленения» [1]. Но еще большее воздействие, окажет принятая в 2007 г и утверждённая в 2008 г директива о регистрации, оценке и разрешении применения химических продуктов REACH (Registration, Evaluation and Authorization of Chemicals), основная цель, которой обеспечить доступность экологических данных относительно 30 тыс. химических продуктов (материалы, химические реактивы и т.п.), использующихся при производстве изделий электроники. Согласно RoSH и REACH на каждый продукт должно быть регистрационное досье, в котором перечислены содержащиеся в

нем химические компоненты. Кроме того, в досье указываются используемые в производстве химикаты и оценка их токсичности. Каждое досье будет оценено, и, если вещество представляет угрозу здоровью человека или окружающей среде, в отношении данного продукта будут установлены строгие ограничения, вплоть до запрета.

Директива RoHS (в англоязычной литературе - Restriction of Hazardous Substances) касается электронных и электрических изделий, рабочее напряжение которых не превышает 1000В переменного тока и 1500В постоянного тока. Под действие законов подпадают следующие категории продукции: малогабаритная бытовая техника; крупная бытовая техника; IT- и телекоммуникационное оборудование; оборудование для дома; осветительное оборудование; электрические и электронные инструменты; игрушки и оборудование для спорта и отдыха; медицинское оборудование; оборудование для наблюдения и контроля; торговые автоматы. [2]

Директива устанавливает ограничения в части применения в изделиях следующих опасных материалов: свинец (Pb) (содержание менее 0,1%); ртуть (Hg) (содержание менее 0,01%); кадмий (Cd) (содержание менее 0,01%); хром 6-валентный (Cr VI) (содержание менее 0,1%); полибромин бифенил (PBB) (содержание менее 0,01%); полибромин дифенил эстер (PBDE) (содержание менее 0,01%);

Таким образом, данная директива не предусматривает ограничений в области использования производителями электроники разного рода химических реактивов и ряда опасных полимерных соединений в процессе изготовления своей продукции.

Исключение в законодательном порядке ряда опасных материалов, в том числе свинца в припоях, используемых в производстве радиоэлектронной аппаратуры, благодаря вступившей в силу директивы RoHS означает, что европейский рынок, в состав которого входит 25 государств Европейского сообщества, будет закрыт для ввоза и продажи изделий, не соответствующих требованиям указанной директивы. Большинство технологически развитых стран мира поддержали требования RoHS, и некоторые из них уже оформили это в законодательном порядке. Теперь на рынок поступают компоненты, ориентированные на бессвинцовые технологии, отвечающие требованиям RoHS. И все-таки остается вопрос, а действительно ли используемый в электронной аппаратуре свинец так сильно вредит окружающей среде? Или за всем этим скрываются какие-то другие мотивы? Защитники свинцовой технологий, это в большинстве своём отечественные производители, выпускающие ответственную аппаратуру, уверены в том, что отказ от использования свинцовых припоев к улучшению экологической обстановки практически не приведет. В своей статье «Бессвинцовые технологии монтажной пайки. Что нас ожидает?» Аркадий Медведев, профессор Московского авиационного института приводит ряд весьма веских доводов почему внедрение бессвинцовых технологий коренным образом не изменит экологическую обстановку к лучшему. Дело в том, что по объему производства свинец занимает четвертое место среди цветных металлов после алюминия, меди, цинка. Более 50% мировой добычи свинца используется в кислотных аккумуляторах. Около 20% добываемого свинца имеет очень разнообразное применение. Это, например: защитные оболочки кабелей, влагонепроницаемые упаковки, уплотнения швов и стыков труб в химической промышленности и канализации, футеровки реакторов, сейсмоустойчивые фундаменты, скользящие свинцово-графитовые электроды транспорта, графитовые сердечники карандашей, краски (свинцовые белила, свинцовый сурик), шпаклевка, производство хрусталя, глазурь на гончарных изделиях и т.д. Еще 20% добываемого свинца используется в картечи и сердечниках пуль и только около 1% - в припоях.

Никто не спорит с тем, что соединения свинца ядовиты. Согласно данным, предоставленных австралийской службой по охране здоровья рабочих, 30% попадающего на человека свинца адсорбируется кожными покровами, а 70% оседает в легких. Постоянный

контакт со свинцом способствует его накоплению в организме и вызывает хронические отравления. Отравление атмосферы повсеместно и в среднем взрослый человек получает примерно от 150 до 400 мг свинца и его концентрация в крови и в тканях составляет до 25 мг/100 мл. Для возникновения клинических признаков отравления необходимо около 80 мг/100 мл. Попадая оральным путем, свинец абсорбируется в кишечнике и достигает печени, откуда с желчью вновь попадает в 12-ти перстную кишку. В этом случае одна часть свинца реабсорбируется, другая выводиться из организма. Если свинец попадает через дыхательные пути, он быстро достигает кровотока и тогда его действие максимально. Из крови свинец экскретируется почками, часть его депонируется в костях. Внешними симптомами отравления являются головные боли и боли в суставах, однако оно вызывает и скрытые, более серьёзные последствия в виде поражение головного мозга и периферических нервов, поражения кровеносной, эндокринной системы и почки. Но основные источники загрязнения окружающей среды свинцом это:

- металлургические предприятия (более 100 тыс. тонн в год);
- выхлопные газы бензиновых автомобилей, использующих этилированный бензин (до 200 тыс. тонн в год);
- сточные воды промышленных предприятий (выброс в Мировой океан порядка 500 тыс. тонн в год);
- мусор, содержащий свинец (аккумуляторы в количествах, неподдающихся учету).

При объеме добычи металлического свинца в количестве 5 млн. тонн в год эти потери превышают 10%. Как можно соразмерить экологические проблемы использования металлического свинца в припоях на фоне общих его потерь в самой вредной форме - химических соединениях?[5]

Запрет свинца в припоях, переход на бессвинцовые припои связаны с повышением температур паек, которое влечет за собой необходимость использования других материалов и перестройки технологий. Использование новых припоев потребует пересмотра всей сложившейся инфраструктуры: режимов пайки, оборудования, проведения исследований надежности паяных соединений, совместимости с покрытиями выводов компонентов и проводников печатных плат, подбора новых флюсов и моющих жидкостей, а также режимов очистки. Можно ли будет надеяться на то, что новые материалы, реактивы и технологии, внедряемые в сферу электронного производства под предлогом отказа от свинца, будут экологичнее предыдущих свинцовых?

Таблица 1

Основные типы бессвинцовых припоев

Тип	**Состав (мас. части), %**	**Температура плавления, 0С**
Sn/Bi (олово/висмут)	Sn42/Bi58	135…140 (эвтектика)
Sn/In (олово/индий)	Sn48/In52	115…120 (эвтектика)
Bi/In (висмут/индий)	Bi67/In33	107…112
Низкотемпературные бессвинцовые припои для замены эвтетики Sn/Pb		
Sn/Zn (олово/цинк)	Sn91/Zn9	195…200
Sn/Bi/Zn (олово/висмут/цинк)	Sn89/Zn8/Bi3	189…199
Sn/Bi/In (олово/висмут/индий)	Sn70/Bi20/In10	143…193
Среднетемпературные бессвинцовые припои		

Sn/Ag (олово/серебро)	Sn96,5/Ag3,5	221 (эвтектика)
Sn/Ag (олово/серебро)	Sn98/Ag2	221…226
Sn/Cu (олово/медь)	Sn99,3/Ag0,7	227 (эвтектика)
Sn/Ag/Bi (олово/серебро/висмут)	Sn93,5/Ag3,5/Bi3	206…213
Продолжение таблицы		
Sn/Ag/Bi (олово/серебро/висмут)	Sn90,5/Ag2/Bi7,5	207…212
Sn/Ag/Cu	Sn95,5/Ag3,8/Cu0,7	217 (эвтектика)
Sn/Ag/Cu/Sb (олово/серебро/медь/сурьма)	Sn96,7/Ag2/Cu0,8/Sb0,5	216…222
Высокотемпературные бессвинцовые припои		
Sn/Sb (олово/сурьма)	Sn95/Sb5	232…240
Sn/Au (олово/золото)	Au80/Sn20	280

Таблица 2

Оценка токсичности потенциальных компонентов сплавов для монтажной пайки

Компонент припоя	**Степень токсичности**	**Оценка риска**
Свинец (Pb)	высокотоксичный	высокий
Кадмий(Cd)	чрезвычайно токсичный	высокий
Сурьма(Sb)	токсичный, канцероген	средний
Серебро(Ag)	нетоксичный	нет риска
Медь(Cu)	слаботоксичный	малый
Цинк (Zn)	слаботоксичный	низкий
Висмут(Bi)	Безвреден	низкий
Олово(Sn)	слаботоксичный	низкий
Индий(In)	слаботоксичный	малый

Как видно из таб. 1 и 2 бессвинцовые припои, судя по их составу, более экологичны, чем свинцовый припой ПОС40, но вполне очевидно и то, что они так, же представляют не малую опасность для окружающей среды и здоровья людей в условиях скопления данных материалов в качестве состава электронного хлама на свалках. Когда как металлический свинец химически малоактивен. Свежая поверхность свинца быстро окисляется с образованием тончайшей окисной пленки PbO, предохраняющей его от дальнейшего окисления. Кислоты не растворяют свинец, поэтому его используют в качестве нерастворимого анода в процессах электролиза. Вероятно, вследствие этого многочисленные пробы грунтовых вод вблизи городских полигонов (свалок), проведенные в 1998 г., не пока-

зали ни одного случая превышения норм содержания свинца. Еще одно замечание. С повышением температуры пайки растет потребление энергии, что может привести к дополнительному загрязнению воздуха и будет способствовать глобальному потеплению атмосферы. И наконец, почему акцентируется внимание только на свинце? Разве другие ингредиенты, входящие в состав технологических циклов электронного производства всех уровней, не ухудшают экологию? Создается впечатление, что эта директива была пролоббирована крупными корпорациями для подавления слабых конкурентов. Мало того, осознавая, что отказ от оловянно-свинцовых припоев сопряжен с потерей надежности, действие Директивы RoHS не распространяется на ответственные электронные системы: аэрокосмические комплексы, системы телекоммуникаций, безопасности, хранения и обработки информации, медицинские приборы [3].

Список литературы

1. Макушин, М. Электроника/ М. Макушин// Экономика. – 2006. – № 6. – С. 31.

2. Эл. стр. Официальный сайт компании ООО «Вест-Эл»/ Интернет магазин // Руководящие законы по охране окружающей среды для электронной промышленности [электронный ресурс]. http://www.west-l.ru/rohs.html.

3. Медведев, А. Новиков, А. Технологии в электронной промышленности// Бессвинцовое производство. – 2007 – №3. С 33.

4. Гигиенические требования к размещению и обезвреживанию отходов производства и потребления. СанПин 2.1.7.1322-03. Минздрав РФ. М., 2003.

5. Медведев, А. Электронные компаненты// Бессвинцовые технологии монтажной пайки. Что нас ожидает? – 2004. – №11 – С. 34.

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОННОЙ СРЕДЫ ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА ПО ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

А. В. Попов, В. А. Барашков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: tezis@rtf.kgtu.runnet.ru

Сейчас происходит переход на электронные методические комплексы лабораторных работ, вымещая устаревшие лабораторные стенды. В нашей работе я хочу представить электронную среду для лабораторного практикума по электробезопасности.

Широчайшее использование электрической энергии во всех отраслях промышленности, сельского хозяйства и в быту создало условия, когда практически любой человек в той или иной мере связан с эксплуатацией электрических приборов.

Поскольку указанные приборы относятся к устройствам повышенной опасности, а цифры несчастных случаев на производстве от поражения электрическим током не так уж малы, вопросы безопасности труда при эксплуатации электрооборудования приобретают особое значение. В первую очередь это относится к повышению знаний в области элек-

тробезопасности, особенно для лиц, профессионально связанных с эксплуатацией оборудования, питающегося от электрической сети.

Будущие специалисты в области радиотехнической и электронной промышленности, несомненно, относятся к подобной категории лиц. В учебной программе дисциплины «Безопасность жизнедеятельности» предусматривается выполнение лабораторных работ по данной тематике.

Виртуальные лабораторные работы, выполняемые на компьютере, обладают рядом неоспоримых достоинств. Они не требуют специального громоздкого и дорогостоящего электрического оборудования, лабораторных стендов (например, «Лабораторный стенд по электробезопасности трехфазных сетей переменного тока БЖ 6/1»), их можно проводить в любом компьютерном классе. Это всего лишь программное обеспечение, которое необходимо только установить на персональный компьютер, после чего можно приступать к учебному процессу. Легкость изменения входных параметров позволяет исследовать широкий спектр штатных и нештатных ситуаций в исследуемой области. Применяемые при создании лабораторных работ программные средства относительно просты и не требуют особой компьютерной квалификации. Они лишены опасности поражения электрическим током при ошибках во время выполнения работы.

Основной целью, поставленной перед нами, было создание электронной версии цикла лабораторных работ по электробезопасности, обладающих всеми перечисленными преимуществами. Данные работы особенно необходимы для студентов – будущих радиоинженеров, по роду своей деятельности, постоянно имеющих дело с электрическими установками.

Предлагаемая работа не претендует на роль всеобъемлющего труда в области электробезопасности, она должна выполнить частную задачу, помогая усвоению и закреплению теоретического материала. При ее написании использованы ставшие классическими труды известных специалистов в области техники безопасности при работе в электрических установках.

Работа выполняется в среде Windows. При запуске программы в окне появляется изображение виртуального лабораторного стенда с выключенным питанием от сети трехфазного тока. На рис. 1 изображен вариант трехфазной сети с изолированной нейтралью, ток выключен, лабораторная работа не выбрана, и все регуляторы находятся в начальном положении. По заданному алгоритму действий студенты задают необходимые параметры, моделируя различные ситуации нормального и аварийного состояния сети.

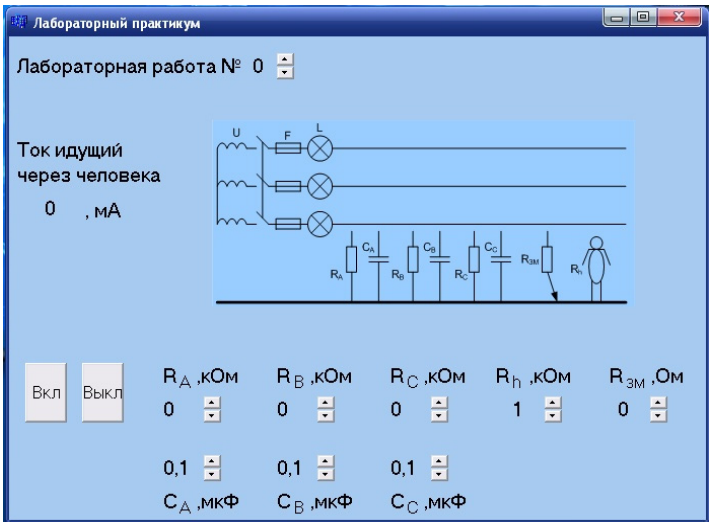


Рис.1. Общий вид виртуального лабораторного стенда

После включения питания происходит определение силы тока, протекающего через тело человека в различных условиях включения его в сеть. Задача студента состоит в том, чтобы оценить опасность созданной ситуации и проанализировать факторы, уменьшающие или увеличивающие степень опасности для человека.

Всего на первом этапе предусмотрено три лабораторных работы.

Лабораторная робота № 1

В лабораторной работе №1 используется сеть с симметричными параметрами (при равенстве сопротивлений изоляций проводов) и отсутствии емкостей, т. е. при $R_A = R_B = R_C = R_{из}$. $C_A = C_B = C_C = 0$. Следует имитировать касание одного из фазных проводов при нормальном режиме работы сети. Необходимо исследовать зависимость тока, протекающего через человека при таком прикосновении, от активного сопротивления изоляции проводов. Использовать значения активных сопротивлений изоляций проводов: $R_{из} = 1; 3; 5; 10; 25; 40; 60$ кОм. Считать сопротивление человека $R_h = 1$ кОм, а $U_ф = 220$ В.

Ситуация, подобная описанной, возможна в коротких воздушных сетях. После задания емкости изоляции (С = 0) и сопротивления тела человека следует сымитировать касание человека фазы *A*. Задавая поочередно разные значения активного сопротивления изоляции провода, к которому прикоснулся человек, и каждый раз при этом, включая стенд, необходимо снять показания миллиамперметра и записать полученные значения силы тока, протекающего через тело человека, I_h в протокол. Построить график исследуемой зависимости. Проанализировать полученные результаты. Основой расчетов является формула

$$I_h = \frac{3U_ф}{3R_h + R_{из}}.$$

Лабораторная работа № 2

В лабораторной работе №2 используется сеть с симметричными параметрами значительной протяженности или/и разветвленная сеть. Имитируется касание одного из фазных проводов при нормальном режиме работы сети. Студенты исследуют зависимость тока I_h от емкости изоляций проводов относительно земли.

Ситуация, подобная описанной, может иметь место в кабельных сетях. В данном случае характеристики изоляций проводов относительно земли совершенно одинаковы. При этом: $C_A = C_B = C_C = C \neq 0$. Используются значения $C = 0{,}1; 0{,}2; 0{,}5; 0{,}6; 0{,}8; 1{,}0; 1{,}2$ мкФ. Считать, $R_A = R_B = R_C = R_{из} = \infty$, а сопротивление человека $R_h = 1$ кОм. После задания параметров сети имитируется касание человека одной из фаз. Поочередно, задавая значения емкости изоляций проводов относительно земли, студенты снимают показания миллиамперметра и записывают полученные значения в протокол. Результаты измерений используются для построения графика зависимости I_h от емкости изоляций проводов относительно земли. По результатам делаются выводы. Основой расчетов является формула

$$I_h = \frac{3U_ф}{\sqrt{9R_h^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Лабораторная работа № 3

В лабораторной работе №3 используется сеть с симметричными параметрами при аварийном режиме ее работы. Происходит имитация касания человеком одного из фазных проводов при аварийном замыкании другого провода на землю через малое сопротивление $R_{зм}$. Студенты должны исследовать зависимость тока I_h от $R_{зм}$. Основой расчетов является формула

$$I_h = \frac{U_ф \sqrt{3}}{R_h + R_{зм}}.$$

В работе используются значения: $R_{зм}$ = 0,5; 2; 5; 7; 20; 40; 60; 80; 100 Ом, считая сопротивление человека R_h = 1 кОм.

Поочередно, задавая значения $R_{зм}$, студенты должны снимать показания миллиамперметра и записывать полученные значения в протокол. Результаты измерений используются для построения графика зависимости I_h от сопротивления замыкателя. В конце работы делаются выводы.

Результатом разработки лабораторно-методического комплекса является возможность отказаться от громоздкого, дорогостоящего, а главное электроопасного оборудования, облегчение процесса обучения студентов основам электробезопасности, рассмотрение практикующимися разнообразных стандартных и нестандартных ситуаций, которые могут возникнуть при работе с электрическим оборудованием, развитие в студентах базовых умений по анализу сложившейся ситуации и поиску наиболее рациональных решений. Мы уверены, что такой практикум будет полезен для молодых инженеров и непременно пригодится в будущей профессиональной деятельности.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

А. М. Богодухов, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул.Киренского, 26
E-mail: job_work@list.ru

The comparison of various algorithms of coding of the command information by criterion of a maximum of a noise-to-signal ratio is carried out in this article.

В данной статье проводится сопоставление различных алгоритмов кодирования командной информации по критерию максимума помехоустойчивости.

Основной задачей системы дистанционного управления (ДУ) является передача k команд по a адресам с заданными вероятностными характеристиками [1]. Минимальная конфигурация формата передачи содержит адрес (А) и команду (К) – *рис. 1*.

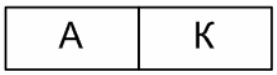


Рис. 1. Минимальная конфигурация формата передачи команды

Число бит, необходимых для безызбыточного кодирования k команд, составляет $n = log_2(k+1)$, где комбинация из всех нулей исключается. При k=50 значение n =6. Принимаем $a = k = 8$.

Помехоустойчивость приёма командной посылки определяется вероятностью единичной ошибки в канале - P_0, правилом передачи и алгоритмом обработки, принятым для этого формата.

Вероятность ошибок P_0, возникающая из-за влияния гауссовского шума, определяется интегрированием гауссовской плотности вероятности шума вида в форме [2]

$$P_0 = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{W_d}{2G_n}}\right), \quad (1)$$

где $\Phi\left(\sqrt{\frac{W_d}{2G_n}}\right)$ – функция Крампа;

$\frac{W_d}{2G_n} = \frac{S}{N}$ – величина, характеризующая отношение сигнал/шум.

В данном случае для передачи преамбулы или команды используется ансамбль из М-кодовых слов, содержащих одинаковое количество символов, выбираемых из двоичного алфавита 0;1. Все кодовые слова имеют одинаковую энергию и передаются с одинаковой априорной вероятностью. Приём осуществляется при наличии Гаусовского шума. В этом случае оптимальным по критерию минимума вероятности ошибки будут симплексные коды, возможным вариантом реализации которых являются m-последовательности.

Рассматриваемые форматы передачи:

1. Передача командной посылки с помощью m-последовательностей. Адрес (преамбула) передаётся фиксированной m-последовательностью, ансамбль из M-команд формируется циклическим сдвигом m-последовательности длиной M двоичных разрядов. "Точка отсчёта", необходимая для регистрации команды, выдаётся схемой приёма адреса, которой является согласованный фильтр. Приём команды осуществляется по алгоритму максимального правдоподобия.

Правило принятия решения о приёме командной посылки: совпадение адреса и регистрация команды.

2. Кодирование адреса и команды с L-кратным повторением формата. Декодирование осуществляется дешифраторами. Правило принятия решения о приёме командной посылки: первое совпадение адреса и регистрации команды.

3. Безызбыточное кодирование адрес и команды с L-кратным повторением формата. Декодирование осуществляется дешифраторами с последующей логической обработкой. Правило принятия решения о приёме командной посылки: ν одновременных совпадений адреса и команды при L повторениях".

При этом L и ν связаны условиями:

$$L \geq \nu \geq [L/2]+1, \qquad (2)$$

где [L/2]-целая часть L/2 при округлении в меньшую сторону.

Вероятностные характеристики приёма командной посылки

Предположим, что источник команд с априорной вероятностью *P(k)* выбирает одну из команд, например, *Si (I=0, M −1),* где *M* размер ансамбля, и посылает ее по адресу *Aj*.

Тогда возможны следующие варианты:

a. Выбранная команда *Si* на приемной стороне опознана как *Si*, т.е. правильно. Вероятность этого события –*Pn*.

b. На приемной стороне не зафиксировано приема никакой команды при передаче команды *Si*. Вероятность этого события – *Pnpo*.

c. Выбранная команда *Si* на приемной стороне опознана как *Sq (q ≠i), q = 0, M*-1.

Вероятность этого события *Pm*– вероятность трансформации командной посылки.

Вероятности *Pn, Pnpo, Pm*,– условные вероятности, соответствующие передаче команды *Si*.

Эти вероятности составляют полную группу событий, т.е. *Pn +Pnpo+ Pm = 1.*

d. Команда не передается, а на приемной стороне зафиксирована какая-либо команда *S* ν *(ν= 0, N - 1)*. Будем называть вероятность этого события вероятностью ложного срабатывания – *Рлс*.

Особенностью систем ДУ является работа приемника в дежурном режиме в течение заданного времени – *Тд*. За это время не должно быть ложных срабатываний, или среднее время между двумя ложными срабатываниями – *Tcp*, должно превосходить *Тд*, т. е. требуется выполнение условия *Tcp ≥ Тд*.

Связь между вероятностью *Рлс* и *Tcp* следующая. В отсутствии сигнала вероятность ошибки в приеме символа *Рош = 0,5*, тогда при скорости передачи R бит/с заполнение регистра команды в приемнике будет происходить *0,5R* раз в секунду. После каждого заполнения ложное срабатывание возможно с вероятностью – *Рлс*. Тогда за одну секунду в среднем может быть проведено β ошибочных заполнений регистра, где $\beta = 0.5 \cdot R \cdot P_{\text{ЛС}}$. Рассматривая эти события как редкие, можно воспользоваться распределением Пуассона с параметром β. Тогда величина, обратная β, будет определять среднее время между двумя ложными срабатываниями, т.е.

$$T_{CP} = 2/(\mathrm{R} \cdot P_{ЛС}). \qquad (3)$$

Согласно [3] для организации канала связи с безызбыточным кодированием требуется значение скорости R=144 кБит.

В таблице 1 приведены соотношения между *Рлс* и *Tcp*, вычисленные по выражению 4.

Таблица 1

Соотношения между *Рлс* и *Тср*

Тд	2 часа	4 часа	8 часов
Рлс при *R=144 кБит/с*	$1.93 \cdot 10^{-9}$	$9.65 \cdot 10^{-10}$	$4.82 \cdot 10^{-10}$

Сравнение вероятностных характеристик проведено при передаче 50 команд по 5 адресам. Расчет проведен при вероятности правильного приема $Pn \geq 0{,}99$ и вероятности ложного срабатывания $Рлс \leq 9.65 \cdot 10^{-10}$ ($Тд=4$ часа при $R=144$ кбит/с).

При сравнительном анализе использовались математические соотношения в [2,3,4,5].

В результате для рассмотренных форматов получены характеристики, приведённые в таблице 2: значения отношения сигнал/шум, вероятности правильного приёма, пропуска и трансформации командной посылки, а также ложного срабатывания; длины командной посылки.

Таблица 2

Сравнительные характеристики рассмотренных форматов команд

Формат	$\frac{E}{N0}$, дБ	$P_п$	$P_{про}$	$P_{тр}$	*Рлс*	Длительность посылки, бит
1	6	0.992	$3.92 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-3}$	$4.88 \cdot 10^{-10}$	126
2	3	0.99465	$2.95 \cdot 10^{-3}$	$1.42 \cdot 10^{-5}$	$3.48 \cdot 10^{-10}$	213
3	3	0.99662	$4.72 \cdot 10^{-4}$	$7.65 \cdot 10^{-9}$	$9.10 \cdot 10^{-12}$	80

Анализ результатов показывает:

1. Наибольшей помехоустойчивостью обладает третий формат, который при меньшем отношении сигнал/шум имеет большую вероятность правильного приёма командной посылки;
2. Наименьшую длительность командного сообщения имеет формат 3, что позволяет передавать больше информации за единицу времени по сравнению с другими рассмотренными форматами или ввести избыточность в посылку командного сообщения для повышения помехоустойчивости.

Список используемой литературы

1. Сердюков П.Н., Аверин С.В. Цифровые системы командного радиоуправления. М.: ГУ НПО «СТ и С» МВД России, 2002. 80 с.

2. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1985.

3. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч.тр./ ред: А.И. Громыко, А.В. Сарафанов.- М.: «Радио и связь», 2008. с. 64-67 статья Исследование и разработка системы радиоуправления БПЛА с применением ШПС.

4. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Пер. с англ./ под ред. Б. Р. Левина. М.: Сов. радио, 1966. 392 с.

5. Schwartz M. Coincidence procedure for signal detection. IRE Trans. 1956, IT . № 4. pp. 48. 59.

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ ПОЛЁТА РАКЕТЫ-НОСИТЕЛЯ ПРИ ПРЯМОМ ВЫВОДЕ

А. Н. Верещагин, В. И. Кокорин (научный руководитель)

ФГОУВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, Красноярск, ул.Киренского, 26
E-mail: AntonVereshagin@mail.ru

В данной статье рассматриваются уравнения, необходимые для создания математической модели движения ракеты-носителя при прямом выводе и анализа параметров полёта в любой момент времени.

В настоящее время существует большое количество разнообразных типов летательных аппаратов, ориентированных на выполнение различных задач, которые различаются между собой по параметрам траектории, диапазону скоростей и т.д. Чтобы узнать значение какого-либо полётного параметра ракеты на определённой секунде полёта или, скажем, рассчитать параметры траектории вывода полезного груза на заданную орбиту, требуется провести достаточно большой объём расчетных работ.

Для выведения космического аппарата (КА) на орбиту ракета-носитель (РН) должен сообщить ему вполне определенную скорость как по величине, так и по направлению при заданных координатах точки выведения. Это обеспечивается программой полета, реализация которой происходит при воздействии на РН органов управления.

Траектория полета РН характеризуется активным и пассивным участками. Активный участок полета - это полет РН с работающим двигателем, пассивный участок - полет отработавших ракетных блоков после их отделения от РН. Возможен также полет РН с перерывами в работе двигателей (импульсный режим).

Скорость, необходимая для выведения КА на круговую орбиту в центральном поле тяготения Земли, определяется по формуле:

$$V = \sqrt{\frac{g \cdot R_з^2}{H + R_з}}, \qquad (1)$$

где: g – ускорение свободного падения;

H – высота орбиты КА над поверхностью Земли;

$R_З$ – средний радиус Земли.

Значение этой скорости при $H = 0$ называют первой космической скоростью (~7900 м / с). Для низкой круговой орбиты H = 200 км (базовая орбита) скорость движения КА равна 7791 м / с, для геостационарной орбиты R = 35809 км – 3 076 м / с.

Следует учитывать, что за счет вращения Земли РН приобретает некоторую начальную скорость, которая при запуске в восточном направлении составляет на экваторе 465 м/с.

В практике проектно-баллистических расчётов активных участков движения ракет-носителей используется сферическая модель гравитационного поля Земли.

Для сферической модели Земли принимается:

$$g = 9.81 \cdot \left(\frac{R_з}{r} \right)^2 \cdot \qquad (2)$$

Известное соотношение для тяги ракетного двигателя выглядит так:

$$P(h) = P_{пуст} - S_a \cdot p_h \tag{3}$$

где: $P_{пуст}$ - пустотная тяга.

$P_{ст}$ - статическая составляющая тяги;

S_a - площадь среза сопла;

p_h - давление окружающей среды.

Рассмотрим систему дифференциальных уравнений, которые позволяют записать уравнения движения ракет-носителей на различных участках:

$$\left.\begin{aligned}
&(3.1)\ \frac{dV_g}{dt} = -g \cdot \sin\Theta;\\
&(3.2)\ \frac{dV}{dt} = a_\tau + w_{\omega_\tau};\\
&(3.3)\ \frac{d\Theta}{dt} = \frac{a_n}{V} + \frac{V}{r} \cdot \cos\Theta + \frac{w_{\omega_\tau}}{V} + \frac{w_{V_n}}{V};\\
&(3.4)\ \frac{d\eta}{dt} = \frac{a_k}{V \cdot \cos\Theta} - \frac{V}{r} \cdot tg\varphi \cdot \cos\Theta \cdot \cos\eta + \frac{w_{\omega_k}}{V \cdot \cos\Theta} + \frac{w_{V_k}}{V \cdot \cos\Theta};\\
&(3.5)\ \frac{dr}{dt} = V \cdot \sin\Theta;\\
&(3.6)\ \frac{d\varphi}{dt} = \frac{V \cdot \cos\Theta}{r} \cdot \sin\eta;\\
&(3.7)\ \frac{d\lambda}{dt} = \frac{V \cdot \cos\Theta}{r} \cdot \frac{\cos\eta}{\cos\varphi}.
\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

где: g – ускорение свободного падения;

a_τ - тангенциальная составляющая ускорения;

a_n - нормальная составляющая ускорения;

w_{ω_τ} и w_{ω_k} - составляющие переносного ускорения;

w_{V_n} и w_{V_k} - составляющие Кориолисова ускорения;

V – скорость.

Составляющие переносного ускорения:

$$\left.\begin{aligned}
&(4.1) w_{\omega_\tau} = \omega^2 r \cdot \cos\varphi(\sin\Theta \cdot \cos\varphi - \sin\eta \cdot \cos\Theta \cdot \sin\varphi);\\
&(4.2) w_{\omega_n} = \omega^2 r \cdot \cos\varphi(\cos\Theta \cdot \cos\varphi + \sin\eta \cdot \sin\Theta \cdot \sin\varphi);\\
&(4.3) w_{\omega_k} = \omega^2 r \cdot \cos\varphi(-\cos\eta \cdot \sin\varphi).
\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Составляющие Кориолисова ускорения:

$$\left.\begin{aligned}
&(5.1) w_{V_\tau} = 0;\\
&(5.2) w_{V_n} = 2V\omega\cdot\cos\varphi\cdot\cos\eta;\\
&(5.3) w_{V_k} = 2V\omega\cdot(\sin\Theta\cdot\sin\eta\cdot\cos\varphi - \cos\Theta\cdot\sin\varphi).
\end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Уравнения движения (4) могут быть использованы при анализе широкого класса проектно-баллистических расчётов для ракет-носителей и баллистических ракет. Но в практическом использовании указанные уравнения при условии обеспечения достаточной точности могут быть представлены с некоторыми упрощениями.

Целью упрощения является использование рациональных (экономных по затратам машинного времени) алгоритмов для анализа проектных задач при обеспечении указанной достаточной точности.

Для дальнейших упрощений уравнений движения примем следующее положение: если в дифференциальных уравнениях движения содержатся члены, абсолютная величина которых меньше, чем абсолютная величина возможной ошибки в главных членах, то их можно не учитывать.

Так, после некоторых подстановок и преобразований, получим систему дифференциальных уравнений движения для РН:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{dV}{dt} = \frac{P(h) - X}{m} - g\cdot\sin\Theta\\
&\frac{d\Theta}{dt} = -\left(\frac{g}{V} - \frac{V}{R_з}\right)\cdot\cos\Theta\\
&\frac{dr}{dt} = V\cdot\sin\Theta
\end{aligned}\right\} \quad (7)$$

Сила лобового сопротивления X представляется в скоростной системе координат, что соответствует заданию коэффициента лобового сопротивления в виде:

$$C_x = C_x(V, h, \alpha), \quad (8)$$

где α – угол атаки; V – скорость; h – высота.

Сама же сила лобового сопротивления вычисляется по формуле:

$$X = \frac{1}{2}\cdot C_x\cdot\rho\cdot V^2\cdot S_м, \quad (9)$$

где: $S_м$ - площадь миделя,

$\frac{\rho\cdot V^2}{2}$ - скоростной напор,

ρ - плотность окружающей среды.

Поиск оптимального результата сопряжён с перебором большого количества вариантов и решением ряда численных задач. Таким образом, является актуальным использование компьютерного моделирования, для решения задач подобного рода.

Все вышеприведённые формулы также справедливы и для расчёта активного участка траектории баллистической ракеты.

Список литературы

1. Кольга В.В., Горностаев В.И. Компьютерное моделирование основных проектных параметров летательных аппаратов. – Красноярск; САА, 1998 – 40 с.

2. Основы теории полёта космических аппаратов. Под ред. д-ра физ.-мат. наук Г.С. Нариманова и д-ра техн. наук М.К. Тихонравова. – М.:Машиностроение, 1972. – 608 с.

3. Современные отечественные ракеты-носители. Ракетно-космическая техника: учеб. пособие / В.В. Филатов, М.Д. Евтифьев, Л.Н. Лебедева, В.В. Кольга, Л.А. Ковригин; СибГАУ. – Красноярск, 2005. – 144 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОКАНАЛА ИСКУССТВЕННОГО СПУТНИКА АСТЕРОИДА

С. А. Жогало, В. Ф. Чумиков (научный руководитель)

ФГОУ ВПО "Сибирский федеральный университет"
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sergei-jo@bk.ru

Пятница, 13 апреля 2029 года. Этот день грозит оказаться роковым для всей планеты Земля. В 4:36 по Гринвичу астероид Апофис 99942 массой 50 млн. тонн и диаметром 320 м пересечет орбиту Луны и ринется к Земле со скоростью 45000 км/ч. Имя этого астероида говорит само за себя – так звали древнеегипетского бога мрака и разрушения, но все же есть шанс, что он не сможет исполнить свое роковое предназначение. Ученые на 99,7% уверены, что каменная глыба пролетит мимо Земли на расстоянии 30–33 тысячи километров. Однако если Апофис окажется точно на расстоянии в 30404,5 км от нашей планеты, он должен попасть в гравитационную «замочную скважину». Полоска пространства примерно 1 км в ширину, сравнимая по размерам с диаметром самого астероида, – это ловушка, где сила притяжения Земли способна развернуть полет Апофиса в опасном направлении, так что наша планета окажется буквально в перекрестии прицела на момент следующего визита этого астероида, который состоится ровно через 7 лет – 13 апреля 2036 года.

Траектория указанного астероида такова, что условия его освещения Солнцем неблагоприятны, и, как следствие наблюдения его оптическими средствами значительную часть времени просто невозможны. Кроме того, ограниченная точность оптических наблюдений препятствует точному прогнозу его полета, позволяющему надежно прогнозировать обстоятельства его сближения с Землей.

Поэтому возникает необходимость доставки к астероиду космического аппарата-спутника с радиомаяком, способного обеспечить сопровождение угрожающего объекта. Такое сопровождение должно обеспечивать определение текущего удаления Апофиса от Земли, а также радиальной скорости астероида. Ошибка определения расстояния может меняться при приближении к Земле от десятков километров до сотен метров.

Указанное сопровождение Апофиса должно являться основной функцией радиомаяка. Наряду с этим, наличие измерительного радиоканала может быть использовано для передачи различной информации. К ее числу относятся, прежде всего,

команды диагностики состояния и управления работой радиоаппаратуры. Для обеспечения полета КА на трассе перелета и сближения с астероидом также необходима аналогичная информация. Кроме этого, КА-носитель может нести некоторую научную аппаратуру, ведущую контроль условий космического пространства по ходу полета, а также проводящую измерение основных характеристик самого Апофиса.

Имея в виду основное целевое назначение полета КА – доставку спутника к астероиду – представляется целесообразным реализовать радиолинию борт-Земля на основе технологии, использованной в космических навигационных системах типа ГЛОНАСС/GPS. Именно, выбирается шумоподобный сигнал (ШПС) с большой базой (так называемый сложный сигнал), кодируемый бинарной фазовой манипуляцией по специальному закону. Длительность элементарных посылок следует выбирать, исходя из требуемой точности измерения дальности, а длительность кода (период повторения сложного сигнала) определяется энергетикой радиолинии.

Дополнительная модуляция последовательности периодов ШПС помехоустойчивым кодированием образует канал передачи контрольной и служебной информации, поддерживающей измерения дальности в рамках навигационной космической системы в целом.

Такое решение позволит, во-первых, использовать технологический опыт, накопленный за 20 лет эксплуатации космических навигационных аппаратов. Во-вторых, предоставляется возможность в бортовых приборах КА-носителя непосредственно использовать готовые элементы радиолинии, давно отработанные в системах ГЛОНАСС/GPS (приемники, передатчики, устройства обработки ШПС сигналов, декодеры и т.п.).

В случае необходимости передачи информации от научных приборов аппарата с достаточно высокой скоростью (предположительно до 100 кбит/с), целесообразно перейти к излучению обычного ФМ сигнала в более узкой полосе частот. При этом, конечно же точные траекторные измерения невозможны. Включение того или иного режима работы передатчика будет осуществляться по командам управления с Земли.

Рассмотрим ориентировочный расчет радиолинии в направлении Борт-Земля.

Затухание свободного пространства определяется по формуле:

$$L_0 = 32{,}5 + 20(\log r + \log f), \qquad (1)$$

где r – расстояние, км; f-частота, МГц.

На максимальном удалении аппарата 300 млн. км оно составляет 282 дБ в X диапазоне (3 см) и 269 дБ в C диапазоне (13 см).

Коэффициент усиления антенн:

$$G_A = 10\log\left[0.54\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2\right], \qquad (2)$$

где D – диаметр антенны, м; λ-длина волны, м.

При использовании бортовой антенны диаметром 2 м и антенны земной станции диаметром 70 м коэффициенты усиления составляют соответственно 43,7 дБ и 74,6 дБ в X диапазоне, 31 дБ и 61,9 дБ в C диапазоне.

Мощность сигнала на входе приемного устройства земной станции определяется из выражения:

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{б}} - L_0 + G_{\text{з}}, \qquad (3)$$

где $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика, дБВт, L_0 – затухание свободного пространства, $G_{\text{б}}$ и $G_{\text{з}}$ – коэффициенты усиления бортовой и земной антенн.

Из этого выражения следует, что в диапазоне X выигрыш в энергетике радиолинии достигает 12,7 дБ. В этом случае при мощности бортового передатчика 20 Вт мощность на входе приемника составляет -150,7 дБВт.

Определим мощность шумов приемного устройства земной станции.

$$P_{ш} = k + 10\log T_{ш} + 10\log \Delta f \ , \qquad (4)$$

где $k = -228{,}6 \frac{\text{дБВт}}{\text{ГцК}}$; $T_ш$ – суммарная шумовая температура приемника, К; Δf – полоса пропускания приемника, Гц.

При суммарной шумовой температуре приемника и антенны 50 К, в полосе частот 100 кГц в режиме передачи информации мощность шумов, приведенная ко входу равна -161,6 дБВт. В этом случае обеспечивается отношение сигнал/шум:

$$P_{вх} - P_{ш} = 11 \text{ дБ}. \qquad (5)$$

В режиме измерения дальности, при использовании шумоподобного сигнала с полосой частот 1 МГц (приблизительно как в спутниках ГЛОНАСС), мощность шумов составляет -151,6 дБВт и практически соответствует мощности входного сигнала. Однако после свертки шумоподобного сигнала отношение сигнал/шум во много раз возрастает. Это и является большим преимуществом ШПС перед простым сигналом.

Проведя аналогичный расчет в направлении Земля-Борт, при шумовой температуре бортового приемника 700 К мощность передающего устройства земной станции при направленной бортовой антенне диаметром 2 м должна составлять 4,2 кВт.

В отсутствии ориентации КА для передачи на борт команд управления, возможно, потребуется дополнительный низкоскоростной канал с шириной около 10 Гц для работы на малонаправленную приемную антенну. Тогда мощность передающего устройства земной станции должна достигать 100 кВт.

Приведенный выше расчет показывает возможность реализации такого радиоканала при использовании на борту направленной антенны в условиях ориентации космического аппарата на Землю.

С учетом научно-технического задела в области создания навигационной, в том числе космической, аппаратуры систем ГЛОНАСС и GPS имеющегося в ФГОУ ВПО ”Сибирский федеральный университет” данный проект может быть выполнен в университете в сотрудничестве с ведущими предприятиями Красноярского края.

Список литературы

1. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС/ Под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. – 2-е изд. исправ. – М.: ИПРЖР, 1999. – 560 с.: ил.

ПРИМЕНЕНИЕ ОДНОКАНАЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА В КОГЕРЕНТНОМ ПРИЁМНИКЕ РЭС ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ МОЩНЫХ МЕШАЮЩИХ СИГНАЛОВ

И. Н. Корнилов, В. Г. Валеев (научный руководитель)

Уральский государственный технический университет
620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32
E-mail: ilya238@rambler.ru

Исследована эффективность применения нелинейного одноканального компенсатора в когерентном приёмнике РЭС для подавления различных помех, значительно превышающих по мощности полезный сигнал. Рассмотрены помехи: сигналоподобные, широкополосные частотномодулированные, синусоидальные без модуляции, узкополосные

гауссовские. Исследование выполнено средствами моделирования Matlab применительно к приёму сигналов спутниковой навигации ГЛОНАСС.

Рассматривается компенсатор помех [1], построенный по схеме рис. 1.

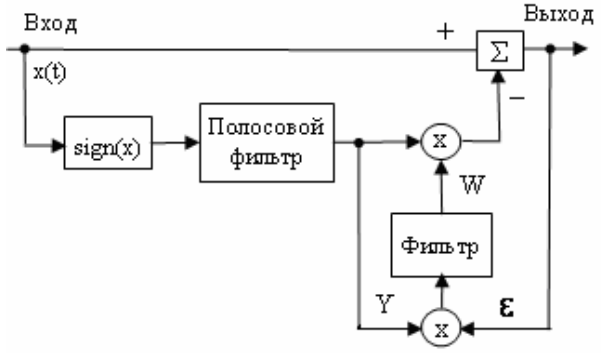


Рис. 1

Структура данного компенсатора является адаптивной модификацией устройства нелинейной обработки сигналов, предназначенной для подавления негауссовских помех с райсовским распределением огибающей [2].

Основными особенностями данного компенсатора являются наличие жёсткого ограничителя и корреляционной обратной связи. Фильтрация в цепи корреляционной обратной связи проводится по алгоритму

$$W_{k+1} = W_k - 2\mu\varepsilon_k Y_k,\ k=1,2\ldots;\ W_1=0, \qquad (1)$$

где μ - параметр, определяющий скорость и устойчивость процесса адаптации; его значение влияет на эффективность компенсации;

Основой компенсирующего сигнала является результат жёсткого ограничения входного сигнала, содержащего сильную внутриполосную помеху и слабый полезный сигнал. При таком ограничении слабый полезный сигнал подавляется, что позволяет использовать результат ограничения для компенсации помехи. Уровень компенсирующего сигнала устанавливается путём минимизации остатка компенсации под действием корреляционной обратной связи.

Исследование проводится моделированием в среде Matlab. Моделированию подлежит упрощённая схема обработки сигнала в приёмнике, показанная на рис. 2.

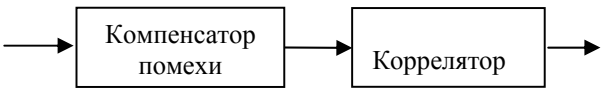


Рис. 2

Коррелятор настроен на выделение ожидаемого полезного сигнала, который в проводимых исследованиях рассматривается полностью известным и соответствующим сигналу системы ГЛОНАСС для нескольких периодов дальномерного кода.

Исследование проводится при действии на входе приёмника полезного сигнала, помехи и «белого» гауссовского шума (БГШ). Мощность БГШ в полосе приёмника взята равной мощности полезного сигнала.

Сигналоподобная помеха. В качестве помехи рассматривается колебание, аналогичное полезному сигналу, но отличающееся от него временным Δt и частотным Δf сдвигом, а также превышением по мощности на 40 дБ.

Результаты моделирования показаны на рис.3 в виде огибающей взаимной корреляции сигнала на выходе коррелятора с ожидаемым полезным.

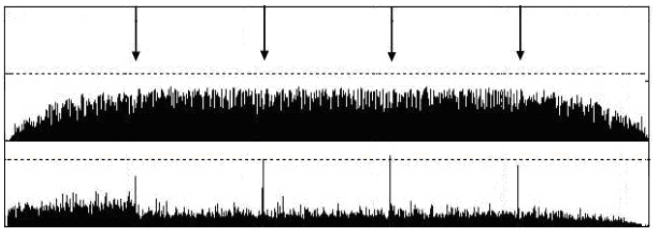


Рис. 3

Стрелками показаны ожидаемые положения импульсов сжатого полезного сигнала. На верхнем рисунке отображены результаты без применения компенсатора, нижний рисунок получен при наличии компенсатора. Результаты показывают, что в условиях заданной помехи выделить полезный сигнал без применения компенсатора невозможно, так как он маскируется корреляционным шумом, вызываемым действующей помехой.

Результаты получены при следующих условиях моделирования:

частота дискретизации $F_s = 100F_c$, где F_c – несущая частота;

тактовая частота закона фазовой модуляции полезного сигнала $F_d = 0{,}1F_c$;

– сдвиг частоты помехи $\Delta f = F_d / 50$;

– временной сдвиг помехи $\Delta t = 25{,}5 / F_d$;

– параметр $\mu = 0{,}005$.

Применение компенсатора обеспечивает отношение сигнал/помеха на выходе корреляторa (отношение квадрата взаимной корреляции в сигнальных точках к среднему квадрату в остальных точках), равное 23,7 дБ.

Синусоидальная помеха. В качестве помехи рассматривается тональный сигнал без модуляции со сдвигом частоты Δf относительно несущей частоты полезного сигнала. Условия моделирования аналогичны предыдущему случаю. На рис. 4 представлены результаты моделирования.

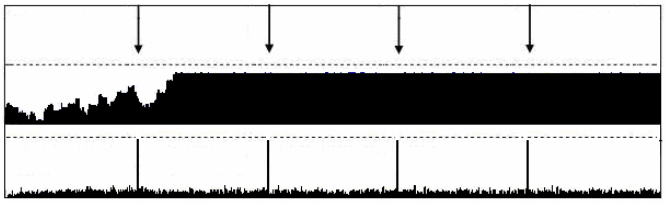


Рис.4

Отношение сигнал/помеха на выходе коррелятора равняется 25 дБ.

Частотно-модулированная помеха. В качестве помехи рассматривается колебание с периодической линейной частотной модуляцией со следующими параметрами: период ЛЧМ равен периоду дальномерного кода, девиация частоты d = 1 МГц.

На рис. 5 представлены результаты, полученные при условиях моделирования, аналогичных предыдущим.

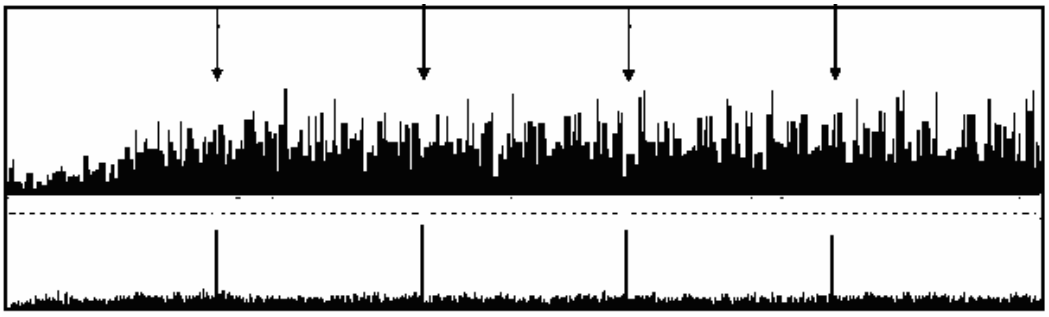


Рис. 5

Отношение сигнал/помеха на выходе коррелятора равняется 23,2 дБ.

Узкополосная гауссовская помеха с шириной спектра $\Delta f_П = \Delta f_С / 50$, где $\Delta f_С$ – ширина спектра полезного сигнала. Помеха имеет частотный сдвиг Δf относительно несущей частоты полезного сигнала. Условия моделирования: $\mu = 0{,}0005$, входное отношение сигнал/помеха равняется -30 дБ, остальные условия аналогичны предыдущим. Результаты моделирования представлены на рис. 6.

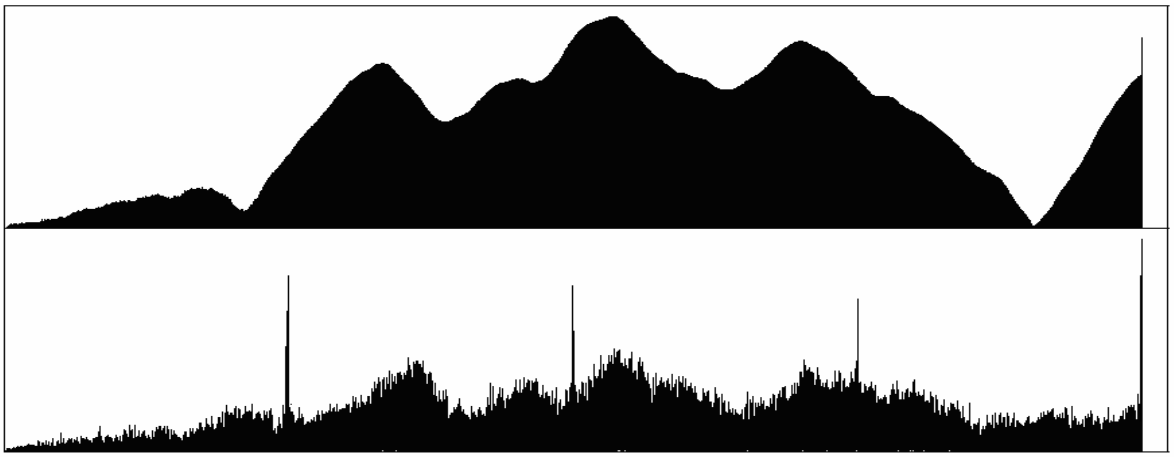


Рис. 6

Отношение сигнал/помеха на выходе коррелятора равняется 10,5 дБ. С уменьшением полосы помехи эффективность применения компенсатора возрастает и приближается к эффективности подавления синусоидальных помех. Обратим внимание, что для подавления помехи рассматриваемым компенсатором не используются данные о её центральной частоте и полосе, которые необходимы при линейной режекции.

Выполненное исследование показало: эффективность применения рассмотренного компенсатора практически не зависит от ширины спектра действующей помехи, если её огибающая меняется медленно в сравнении со скоростью модуляции полезного сигнала.

Список литературы

1. Патент RU 70063 U1 H04B 1/10 на полезную модель. Адаптивный компенсатор помех. /Арянцев М.Ю., Валеев В.Г.

2. Валеев В.Г. Обнаружение сигналов в негауссовских помехах. – В кн.: Теория обнаружения сигналов/ Под ред. Бакута П.А. – М.: Радио и связь, 1984, с. 266-325.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ НЕПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ ГЛОНАСС (GPS)

А. В. Стрижнев, Ю. Л. Фатеев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: fateev_yury@inbox.ru

В статье рассмотрен динамический метод измерения угловой ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС (GPS), не требующих разрешения фазовой неоднозначности. Рассматривается частный случай при неподвижном объекте

Определение текущих координат и пространственной ориентации объектов используется в различных областях науки и техники. С развитием новых технологий в области инерциальной навигации, а также спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС и GPS навигационные измерения стали доступны практически во всех областях народного хозяйства, вплоть до бытовых приборов. Применение фазовых методов измерения радионавигационных параметров позволяет расширить функциональные возможности радионавигационной аппаратуры, в частности, измерять пространственную ориентацию объектов.

Принцип интерферометрического метода измерения пространственной ориентации для радионавигационных угломерных систем описан еще в 1955 г. При использовании сигналов СРНС отношение длины баз к длине волны сигналов может составлять несколько десятков. В настоящее время используется три основных направления при решении проблемы измерения пространственной ориентации. Эти направления основаны на методах, применяемых в фазовых многошкальных радионавигационных системах, в радиопеленгации и при измерении относительных координат объектов на основе систем ГЛОНАСС (GPS). Существующие методы имеют свои достоинства и недостатки, которые можно свести к тому, что в них не полностью используются априорные данные о конфигурации антенной системы приемной аппаратуры.

Угловое положение вектора-базы в пространстве по сигналам СРНС может быть определено на основе измерения разности хода сигналов НКА между антеннами, расположенными на концах вектора-базы. НКА системы ГЛОНАСС расположены на орбитах высотой 20000 км, поэтому при малых базах (порядка нескольких метров) можно считать фронт волны принимаемых сигналов плоским. Фазовый сдвиг сигнала НКА, принимаемого на две разнесенные антенны, и косинус угла между вектором-базой и вектором-направлением на НКА связаны выражением (рис. 1):

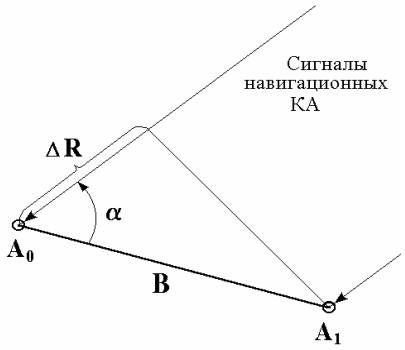


Рис. 1. Измерение ориентации вектора – базы

$$\begin{cases} \mathrm{k}_{\mathrm{x0i}} x_0 + k_{y0i} y_0 + k_{z0i} z_0 = \dfrac{\varphi_{0i} \lambda_{0i}}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2. \end{cases} \quad (1)$$

где λ – длина волны сигнала НКА, φ – фазовый сдвиг, $k_{x,y,zi}$ - направляющие косинусы вектора – направления на навигационный космический аппарат (НКА), x,y,z – координаты вектора – базы, i = 1,2,…N – порядковый номер наблюдаемого НКА.

К моменту времени t_1 направляющие косинусы векторов направлений на НКА, направляющие косинусы вектора – базы, фазовые сдвиги и длина волны навигационных сигналов за счет перемещения НКА и вектора – базы примут значения:

$$\begin{aligned} &\mathrm{k}_{\mathrm{x,y,z1i}} = k_{x,y,z0i} + \Delta k_{x,y,z1i}, \\ &x_1 = x_0 + \Delta x_1, \quad y_1 = y_0 + \Delta y_1, \quad z_1 = z_0 + \Delta z_1, \\ &\Phi_{1i} = \Phi_{0i} + \Delta\Phi_{1i}, \quad \lambda_{1i} = \lambda_{0i} + \Delta\lambda_{1i}. \end{aligned} \quad (2)$$

Систему уравнений (1) для момента времени t_1 можно записать в виде:

$$\begin{cases} \left(k_{x0i} + \Delta k_{x1i}\right)\cdot\left(x_0 + \Delta x_1\right) + \left(k_{y0i} + \Delta k_{y1i}\right)\cdot\left(y_0 + \Delta y_1\right) + \\ + \left(k_{z0i} + \Delta k_{z1i}\right)\cdot\left(z_0 + \Delta z_1\right) = \dfrac{\left(\Phi_{0i} + \Delta\Phi_{1i}\right)\cdot\left(\lambda_{0i} + \Delta\lambda_{1i}\right)}{2\pi}, \\ \left(x_0 + \Delta x_1\right)^2 + \left(y_0 + \Delta y_1\right)^2 + \left(z_0 + \Delta z_1\right)^2 = B^2. \end{cases} \quad (3)$$

Составим разностную систему уравнений, вычитая из уравнений системы соответствующие уравнения системы (1):

$$\begin{cases} \left(\Delta \mathrm{k}_{\mathrm{x1i}} x_0 + k_{x1i}\Delta x_1\right) + \left(\Delta k_{y1i} y_0 + k_{y1i}\Delta y_1\right) + \\ + \left(\Delta k_{z1i} z_0 + k_{z1i}\Delta z_1\right) = \lambda_{1i}\dfrac{\Delta\Phi_i}{2\pi} + \Delta\lambda_{1i}\dfrac{\Phi_{0i}}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2, \\ x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 = B^2. \end{cases} \quad (4)$$

Приращение разности хода сигналов НКА имеет две составляющие:

Приращение разности хода за счет изменения расположения НКА и объекта, равное $\lambda_{1i}\dfrac{\Delta\Phi_i}{2\pi}$, и за счет изменения длины волны принимаемых сигналов, равное $\Delta\lambda_{1i}\dfrac{\Phi_{0i}}{2\pi}$. Приращение разности хода за счет изменения частоты принимаемых сигналов содержит сомножителем полную разность фаз сигналов Φ_{0i}. Так как Φ_{0i} включает в себя неоднозначности измерения фазового сдвига, то составляющую приращения разности хода за счет изменения длины волны трудно учесть, в результате возникает дополнительная погрешность измерения. В то же время длина волны принимаемых сигналов СРНС изменяется на очень малую величину, например, за все время наблюдения частота принимаемых сигналов изменяется на 8 КГц при частоте несущей 1.6 ГГц. При этом приращение фазового сдвига за счет изменения частоты принимаемого сигнала при $\Phi_{0i} = 20\pi$ составит $10^{-4}\pi$ или 1 угловую минуту, поэтому этой составляющей можно пренебречь. В этом случае систему уравнений 4 можно переписать в виде:

$$\begin{cases} \left(\Delta k_{x1i} x_0 + k_{x1i} \Delta x_1\right) + \left(\Delta k_{y1i} y_0 + k_{y1i} \Delta y_1\right) + \\ + \left(\Delta k_{z1i} z_0 + k_{z1i} \Delta z_1\right) = \lambda_{1i} \dfrac{\Delta \Phi_i}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2, \\ x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 = B^2. \end{cases} \quad (5)$$

При неподвижной базе в системе уравнений (5) приращения координат вектора – базы $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ равны нулю и ее можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \Delta k_{x1i} x_0 + \Delta k_{y1i} y_0 + \Delta k_{z1i} z_0 = \lambda_{1i} \dfrac{\Delta \Phi_i}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2. \end{cases} \quad (6)$$

В результате получили систему уравнений, аналогичную (1) В результате решения непосредственно получим координаты вектора – базы и величину длины базы. Недостатком данного метода является большое время измерения. Это обусловлено большой погрешностью измерения при малом времени наблюдения, т.к. при этом коэффициенты при неизвестных (приращения направляющих косинусов векторов – направлений на НКА и приращения фазовых сдвигов сигналов НКА) малы. При увеличении времени измерения величины $\Delta k_{x,y,z1i}$ и $\Delta \Phi_i$ увеличиваются, соответственно уменьшается погрешность измерения.

Погрешность вычисления координат вектора – базы можно уменьшить, увеличив время наблюдения Δt. При увеличении Δt НКА успевают переместиться на большое расстояние, соответственно увеличиваются приращения направляющих косинусов $\Delta k_{x,y,z}$ и приращения фазовых сдвигов $\Delta \Phi_i$.

Более целесообразным представляется уменьшение погрешности вычисления путем многократных измерений. Действительно, для моментов времени $t_1, t_2, t_{3,\ldots} t_n$ можно составить линейные разностные уравнения, аналогичные (6) При неподвижной базе неизвестные x_0, y_0, z_0 для всех моментов времени одни и те же, поэтому системы уравнений для всех моментов времени можно объединить в одну систему уравнений. Полученную систему уравнений нарастающего объема можно решать методом наименьших квадратов (МНК). Новые уравнения, полученные при очередном измерении, можно добавлять в матрицу МНК рекуррентно, что значительно сокращает объем вычислений. Можно показать, что рекуррентный метод МНК эквивалентен фильтру Калмана.

Погрешность вычисления координат вектора – базы можно оценить по величине геометрического фактора, равного квадратному корню из следа ковариационной матрицы.

Время сходимости алгоритма составляет 500с. (~10 мин.). В то же время, имеется остаточная погрешность порядка 10-20 мм., которая объясняется изменением систематических составляющих погрешности измерения фазовых сдвигов. Эта погрешность имеет период корреляции порядка 1000 с., что затрудняет ее усреднение.

Динамический метод можно применять для получения решения в первом приближении при разрешении фазовой неоднозначности. В этом случае требования к

погрешности определения координат вектора – базы ослабляются. Для эффективной реализации переборного метода достаточно априорных данных о положении вектора – базы с погрешностью порядка 0.5 м., время сходимости динамического метода при этом составляет 2-3 минуты.

Несомненным достоинством метода является его работоспособность на базах любой длины при малом числе наблюдаемых НКА.

ДВУХЭТАПНЫЙ АЛГОРИТМ ПОИСКА СОПРЯЖЕННЫХ ТОЧЕК

С. В. Никитин

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: snixxzz@gmail.com

Рассматривается задача построения алгоритма поиска сопряженных точек на паре перекрывающихся изображений. В большинстве существующих программных продуктов, предназначенных для создания панорамных изображений, используются алгоритмы поиска сопряженных точек, одним из главных недостатков которых является поиск сопряженных точек на довольно больших фрагментах изображения. В данной статье представлен алгоритм, позволяющий сузить зону поиска сопряженных точек, а также улучшить точность определения их координат и ускорить выполнение процедуры построения панорамного изображения в целом.

1. ВВЕДЕНИЕ

В задаче панорамного фотографирования для совмещения смежных кадров необходимо знать параметры проективных искажений. Широкое применение имеют методы оценки параметров проективных искажений по набору сопряженных точек. В связи с этим возникает задача их поиска. Существует много подходов к решению данной проблемы. Большинство алгоритмов поиска сопряженных точек включают в себя три основных шага [1]: *обнаружение признаков*, на этом шаге выделяются наиболее информативные точки (кандидаты); *совмещение признаков*, на котором кандидаты образуют пары; и окончательное совмещение, на котором оставляются наиболее вероятные пары кандидатов. Одним из главных недостатков разработанных ранее методов является поиск сопряженных точек на довольно больших фрагментах изображения, зачастую равных 100% площади снимка, что влечёт за собой увеличение времени поиска. Целью данной работы является разработка алгоритма поиска сопряженных точек, позволяющего сузить зону поиска, а также улучшить точность определения их координат сопряженных точек и ускорить выполнение процедуры построения панорамного изображения в целом.

Алгоритм поиска сопряженных точек, предложенный в данной работе, состоит из следующих этапов:

1. Оценка взаимного поворота перекрывающихся изображений на основе метода Меллина-Фурье [2].
2. Оценка плоско-параллельного сдвига изображений друг относительно друга и, как следствие, расчет зоны поиска сопряженных точек.
3. Выбор информативных точек на одном из изображений.
4. Поиск сопряженных точек на втором изображении.

Однако перед поиском сопряженных точек необходимо устранить нелинейные искажения, вносимые объективом фотоаппарата, для улучшения результата совмещения и

увеличения точности оценки координат сопряженных точек [3]. Модель камеры, использованная в алгоритме поиска, а также алгоритм оценки параметров нелинейных искажений описаны в [3, 4].

2. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА

Выбор эталонных контрольных окон на одном из изображений, которые в последующем предстоит найти на втором изображении, осуществляется следующим образом: зона перекрытия разбивается на контрольные окна, координаты центров которых известны и являются искомыми контрольными точками, по которым в дальнейшем будут оцениваться параметры проективных искажений (см. Рис. 1). Для каждого окна считается две статистические характеристики: дисперсия и статистика Харриса [5]. Окна, у которых хотя бы одна из статистик меньше определенного порога, в дальнейшем в алгоритме не участвуют (см. рис. 2).

Рис. 1

Рис. 2

Для поиска сопряженных точек на втором изображении используется корреляционно-экстремальный метод (1) - координаты центра сопряженного окна определяются как координаты максимума нормированной взаимно-корреляционной функции (2) между искомым окном $\mathbf{h}^{\langle \mathbf{k} \rangle}(\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2)$ и частью изображения $\mathbf{s}(\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2)$, на котором это окно ищется:

$$\overrightarrow{\mathbf{j}^{\langle \mathbf{k} \rangle}} = \left(j_1^{\langle k \rangle}, j_2^{\langle k \rangle} \right) = \arg\max_{i_1, i_2} R^{\langle k \rangle}(i_1, i_2) \tag{1}$$

где $\overrightarrow{\mathbf{j}^{\langle \mathbf{k} \rangle}}$ - координаты центра найденного сопряженного окна, k - номер текущего окна. Для каждого из контрольных окон считаются статистические характеристики: математическое ожидание $m_h^{\langle k \rangle}$ и дисперсия $\sigma_h^{\langle k \rangle}$. Нормированная взаимно-корреляционная функция между текущим окном и частью изображения, на котором оно ищется, описывается следующим выражением:

$$R^{\langle k \rangle}(i_1, i_2) = \frac{K^{\langle k \rangle}(i_1, i_2) - m_h^{\langle k \rangle} \cdot \mathbf{m}_\mathbf{s}(\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2)}{\sigma_h^{\langle k \rangle} \cdot \mathbf{y}_\mathbf{s}(\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2)} \tag{2}$$

где $K^{\langle k \rangle}(i_1, i_2)$ - взаимно-корреляционная функция между текущим окном и частью изображения, на котором оно ищется. Элементами матриц $\mathbf{m_s}(\mathbf{i_1}, \mathbf{i_2})$ и $\mathbf{y_s}(\mathbf{i_1}, \mathbf{i_2})$ являются соответственно математические ожидания и СКО, рассчитанные для окон, стробируемых прямоугольным импульсом, размеры которого равны размеру эталонного окна, а центр находится в точке с координатами (i_1, i_2). Если максимальное значение нормированной взаимно-корреляционной функции не превышает 0,71, то окно (и соответствующая ей точка) исключается из дальнейшего рассмотрения.

В результате на паре изображений имеем набор сопряженных точек. Однако процедура, описанная выше, не даёт гарантий того, что координаты сопряженных точек будут найдены с достаточной точностью.

Как можно заметить, после нахождения контрольных точек с помощью процедуры, описанной выше, сеточная структура их расположения разрушается. В связи с этим возникает задача отсева неправильно найденных точек.

Алгоритм «отсева» неправильно найденных точек использует свойство проективных искажений: прямые линии остаются прямыми. Поскольку при поиске контрольных точек на втором изображении нам известны строка и столбец эталонной сетки, в которые они входят (а значит и прямые, которым они должны принадлежать), то становится возможной проверка каждой из точек на предмет принадлежности определенной прямой. Рассмотрим работу алгоритма на примере одного столбца точек:

через каждую пару точек в столбце проводится прямая;

для каждой точки в столбце считается расстояние до проведенной прямой;

если расстояние от точки до прямой превышает определенный порог, то точка считается выбросом;

в качестве прямой, которая соответствует рассматриваемому столбцу, принимается та прямая, для которой количество выбросов минимально;

точки, не являющиеся выбросами для найденной прямой, помечаются как кандидаты для окончательного выбора сопряженных точек.

Такая последовательность действий повторяется для каждого столбца, а затем и для всех строк. Если точка помечается как кандидат и при проверке по строке, и при проверке по столбцу, то она считается найденной правильно (см. рис. 3).

Рис. 3

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как показали результаты экспериментальных исследований, предложенный алгоритм успешно справляется с задачей поиска сопряженных точек. Теоретически данный алгоритм позволяет сократить время поиска сопряженных точек в сравнении с алгоритмами, используемыми для поиска настоящее время. В дальнейшем предстоит на практике сравнить скорость предложенного алгоритма с уже используемыми, качественно оценить работу алгоритма при различных условиях. Также дальнейшие исследования будут направлены на оптимизацию первого этапа предложенного алгоритма, т.е. на этап оценки взаимного поворота изображений.

Список литературы

1. B. Georgescu, P. Meer Point Matching under Large Image Deformations and Illumination Changes // IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 26, no. 6, pp. 674-688, June 2004

2. B. Srinvivasa Reddy, B.N. Chatterji An FFT-Based technique for translation, rotation, and scale-invariant image registration // IEEE Trans. Image Processing, vol. 5, no. 8, August 1996

3.Nikitin S., Gruzman I. Image stitching under projective and nonlinear distortion // 8th International Workshop and Tutorials on Electron Devices and Materials – 2007. – P. 178 – 181.

4. S. Nikitin, I. Gruzman Simultaneous estimation of projective and nonlinear distortion parameters. / Actual problems of radio electronics: Collected articles. Krasnoyarsk, 2007. – pp. 124 – 126.

5. C. Harris, M. Stephens A combined corner and edge detector // Proc. Alvey Vision Conf., pp. 147-151, 1988

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ УЗКОПОЛОСНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ

А. С. Павлов, А. Г. Вострецов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, ул. К. Маркса, 20
E-mail: aspavlov@center54.com

В данной работе исследуется помехоустойчивость широкополосных систем связи в присутствии узкополосной импульсной помехи, обусловленной совместным использованием частотного диапазона разрабатываемой системы связи и радиотехническими системами ближней навигации.

Введение

В ранее опубликованных работах [1, 2] был предложен и исследован алгоритм синхронизации систем связи с широкополосными сигналами, позволяющий осуществлять обнаружение сигнала в присутствие многолучевого распространения сигнала с погрешностью не более 1 периода дискретизации. Однако воздействие узкополосных импульсных помех, возникающих в процессе работы радиотехнических систем ближней

навигации [4] может существенно снизить полученные характеристики. Цель настоящей работы – исследование влияния узкополосных помех на характеристики алгоритма синхронизации.

Модель наблюдаемого процесса

Наблюдаемый процесс $\dot{x}(t)$ представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $\dot{S}(t)$, пришедшего по прямому лучу, узкополосной импульсной помехи $\dot{P}(t)$, обусловленной работой линии передачи данных радиотехнических систем ближней навигации, и белого гауссова шума $\dot{\eta}(t)$ с неизвестной дисперсией.

В качестве пришедшего по прямому лучу сигнала $\dot{S}(t)$ использовался высокочастотный сигнал, модулированный псевдослучайной *M*-последовательностью (ПСП) длины L_{PSP}. Псевдослучайный сигнал выбирался с минимальными боковыми лепестками автокорреляционной функции из всего множества последовательностей, сформированных с использованием одного характеристического многочлена. Комплексную огибающую такого сигнала возможно представить в следующем виде:

$$\dot{S}(t) = A_C s_e(t - \tau_{DS}) \exp[j(2\pi f_D t + \psi_S)],$$

где A_C – априори неизвестная амплитуда, s_e – известная функция, задающая комплексную огибающую нормированного по энергии полезного сигнала, f_D – доплеровский сдвиг частоты, τ_{DS} – время задержки распространения сигнала, ψ_S – неизвестная начальная фаза полезного сигнала.

Узкополосная импульсная помеха представляет собой мощный электромагнитный импульс, возникающий в заранее неизвестный момент времени, с комплексной огибающей вида:

$$\dot{P}(t) = \begin{cases} A_P \cos(\dfrac{\pi \cdot t}{T_P}), & |t| \le \dfrac{T_P}{2}, \\ 0, \text{ в остальных случаях,} \end{cases}$$

где A_P и T_P – амплитуда и длительность импульса соответственно.

Алгоритм обнаружения сигнала

Формат использовавшегося сигнала показан на рис. 1, где $\Delta t_{з1}$ – защитный интервал,

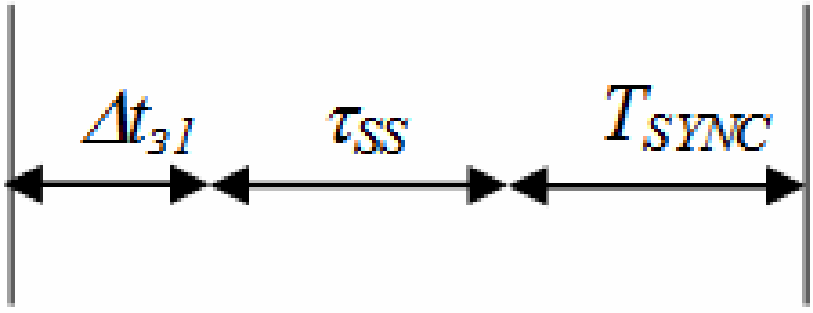


Рис. 1

необходимый для оценки свойств канала, τ_{SS} – интервал, образующийся вследствие задержки распространения полезного сигнала, T_{SYNC} – временной интервал, отведенный для передачи синхронизирующего сигнала.

Алгоритм обнаружения описанного сигнала представим в виде [0, 0]:

$$\varphi(\mathbf{x},\mathbf{y}) = \begin{cases} 1, & F(\mathbf{x},\mathbf{y}) > C(\alpha); \\ 0, & F(\mathbf{x},\mathbf{y}) \le C(\alpha), \end{cases}$$

где $F(\mathbf{x},\mathbf{y}) = \dfrac{\left|\langle \mathbf{y},\mathbf{S}\rangle\right|^2 / 2}{\|\mathbf{x}\|^2 \|\mathbf{S}\|^2 /(2n)}$, $\mathbf{S}$ – вектор отсчетов комплексной огибающей опорного сигнала, $\mathbf{y}$ – вектор отсчетов комплексной огибающей наблюдаемого процесса из интервала $\tau_{SS} + T_{SYNC}$, $\mathbf{x}$ – вектор отсчетов комплексной огибающей наблюдаемого процесса, взятых на интервале $\Delta t_{з1}$, n – число периодов дискретизации на интервале $\Delta t_{з1}$. Пороговая константа $C(\alpha)$ вычислялась исходя из вероятности ложной тревоги $\alpha = 10^{-11}$ как квантиль порядка $(1-\alpha)$ F-распределения с (2, 2n) степенями свободы.

Параметры моделирования

В данной работе предполагалось, что в качестве фильтра огибающей полезного сигнала используется фильтр Ханна, полоса излучаемого сигнала $\Delta f = 32$МГц. Частота дискретизации наблюдаемого процесса на входе приемника $\tau_s = \dfrac{1}{\Delta f}$ и моменты взятия отсчетов не синхронизированы с передатчиком. Длительность синхросигнала $T = wL_{PSP}\tau_s$ выбрана таким образом, что главный пик модуля взаимной корреляционной функции принятого с доплеровским сдвигом и переданного сигналов составлял не менее 0,95 от величины модуля взаимной корреляционной функции в отсутствие доплеровского сдвига. Таким образом, число периодов дискретизации, приходящихся на один элемент ПСП, равно $w = 3$, несущая частота радиосигнала $f_0 = 1$ ГГц. Величина доплеровского сдвига полезного сигнала выбрана как $0{,}05 f_0$. Начальная фаза принималась случайной равномерно распределенной в диапазоне $\left[0; 2\pi\right)$.

Результаты моделирования

На рис. 2 представлена величина систематической составляющей ошибки оценивания временного положения синхросигнала Δ и ее среднеквадратического отклонения σ_{SS}, выраженные в периодах дискретизации, в зависимости от отношения амплитуд помехи A_P и сигнала A_C. Видно, что алгоритм сохраняет работоспособность (погрешность синхронизации не превышает одного периода дискретизации) при отношениях помеха/сигнал A_P / A_C не более 7,5. Дальнейшее увеличение отношения помеха/сигнал до 40 приводит к росту и систематической и случайной составляющих

ошибки. При отношениях помеха/шум $A_P / A_C > 40$ алгоритм имеет недопустимо большую систематическую составляющую погрешности при практически нулевой случайной составляющей, т.е. фактически происходит синхронизация по помехе.

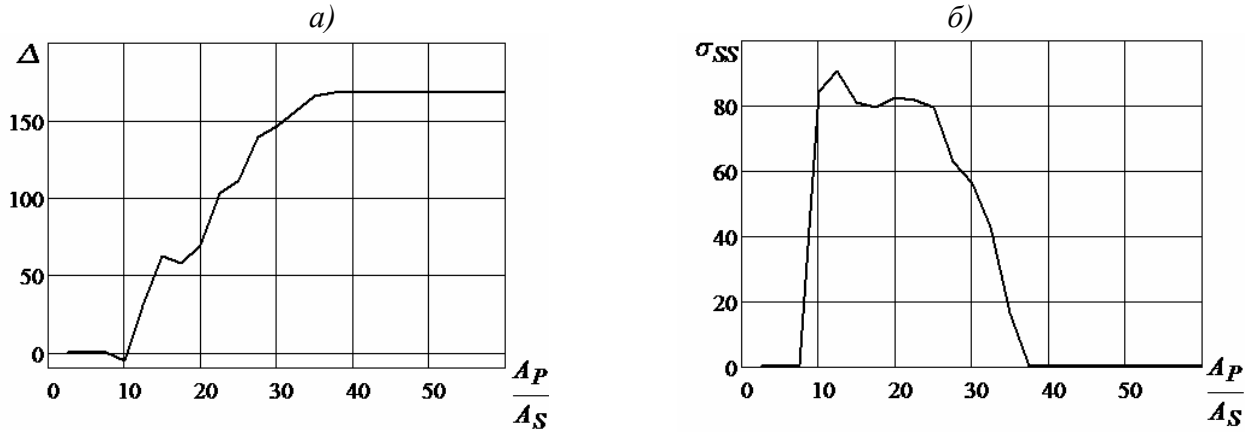


Рис. 2

Заключение

Проведенное исследование показало, что алгоритм синхронизации обеспечивает синхронизацию, с точностью до 1 периода дискретизации только при отношении амплитуд помехи и сигнала A_P / A_C менее 7,5.

Список литературы

1. А.Г. Вострецов, А.С. Павлов, Обнаружение сигнала от быстродвижущегося источника при наличии мешающих отражений от подстилающей поверхности. Доклады АН ВШ, №1 (10), 2008, Новосибирск: НГТУ с.64-72.

2. Pavlov A.S., Vostretsov A.G. Timing recovery problem in mobile systems with harmonic and multipath interference. Third International Forum on Strategic Technologies (IFOST 2008). Page(s):371 – 374, Новосибирск: НГТУ, с. 371-374.

3. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 320 с.

4. Г.А. Пахолков, Г.Е. Збрицкая, Ю.Т. Криворучко. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. – М.: Радио и связь, 1992. – 256 с.

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПП ОРГАНИЗАЦИЕЙ НЕСТАЦИОНАРНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ

Р. А. Хафизов, А. Ф. Романченко (научный руководитель)

Уфимская государственная академия экономики и сервиса
450078, г. Уфа, ул. Чернышевского, 145
E-mail: hafiz_ru@mail.ru

Достижение цели повышения пропускной способности первичного преобразователя (ПП) возможно только при условии ослабления, либо перераспределения энергетических связей между входными и выходными цепями

информационной системы ПП. В этом случае устранится противофазное изменение граничной частоты f_g ПП и отношения «полезный сигнал/шум» ($P_c/P_ш$), а следовательно, и расширятся возможности при формировании требуемой пропускной способности измерительного канала [1].

Такая задача может быть успешно решена, если при формировании информационной системы ПП перейти из области выделения полезной информации по уровню энергетического состояния ПП, определяемого значением контролируемой входной координаты (регистрируемый сигнал), в область выделения полезной информации по параметрам информационной системы, позволяющим прогнозировать конечное энергетическое состояние ПП.

Действительно, после начала входного воздействия на ПП вся информационная система приходит в состояние изменения своего энергетического состояния. Характеристики изменения энергетического состояния несут в себе информацию о значении входного контролируемого воздействия на информационную систему ПП. При условии выделения и регистрации параметров «прогноза» конечного энергетического состояния информационной системы, не следует ждать конечного установления энергетического состояния ПП в процессе преобразования, т.к. информация о значении контролируемого входного воздействия на ПП выделяется при обработке значений параметров «прогноза».

В этом случае следует обратить внимание на то, что время регистрации конечного энергетического состояния информационной системы однозначно не связано с постоянной времени ПП, т.е. ослабевает взаимосвязь характеристик и создаются благоприятные условия для формирования требуемой пропускной способности информационной системы ПП.

Информационная система «помнит» свое конечное энергетическое состояние притом или ином значении входной контролируемой координаты x. Параметр «прогноза» является количественным показателем такой «памяти» ПП и, положенный в основу преобразований, приводит к качественно иным взаимосвязям всех основных метрологических характеристик, предоставляет новые возможности при повышении пропускной способности информационной системы с использованием известных ПП.

Важнейшими параметрами «прогноза» конечного энергетического состояния ПП, при соответствующих значениях входных координат x, являются крутизна α кривой переходного процесса $y(t)$ изменения энергетического состояния при скачкообразном изменении условий, определяющих ее конечное энергетическое состояние, а также соответствующие производные $\dot{\alpha}, \ddot{\alpha}, \dddot{\alpha}...$ от данной функции.

Для реализации предложенного принципа функционирования информационной системы ПП в режиме выделения информации по значениям параметра «прогноза» необходимо организовать в информационной системе генерацию изменений в ее энергетическом состоянии, позволяющей иметь непрерывную последовательность параметров «прогноза» в течение всего процесса преобразования значений входных контролируемых координат.

Реализация коммутации энергетического состояния информационной системы ПП возможна в нескольких вариантах приведенных на рис. 1.

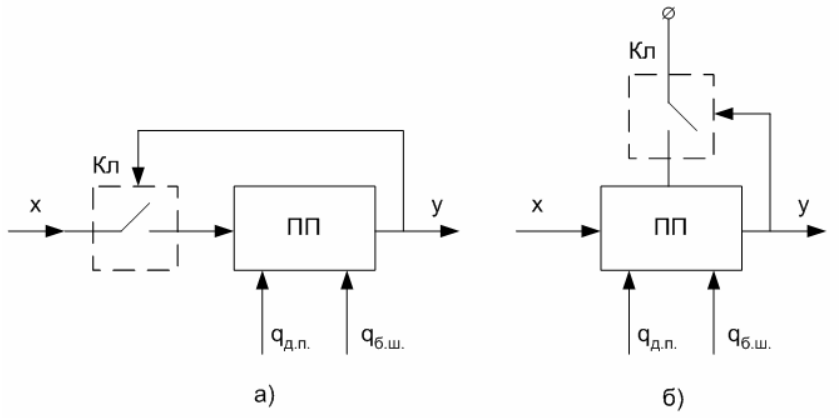


Рис. 1. Принципиальная схема информационной системы ПП
при организации коммутации энергетического состояния

На рис.1 вариант «а» коммутация энергетического состояния осуществляется за счет коммутации входной координаты *x* в зависимости от уровня, либо времени нарастания (спадания) выходной координаты *y* ПП.

На рис. 1 вариант «б» коммутирование энергетического состояния информационной системы ПП осуществляется за счет дополнительных энергетических поступлений в информационную систему, с целью компенсации, либо стимулирования протекающих в ней энергетических процессов.

Коммутирование энергетического состояния ПП подразумевает использования коммутационных обратных связей как положительных, так и отрицательных обратных связей для формирования базовых динамических и статических характеристик измерителей.

Реализация коммутационных обратных связей в различных ее вариантах обеспечивает регулярную последовательность нестационарных режимов изменения энергетического состояния ПП с периодическим появлением параметров «прогноза» для регистрации.

Режим коммутации энергетического состояния при выборе параметра «памяти» в виде крутизны α кривой переходного процесса изменения абсолютного значения выходного сигнала *y* будет выглядеть, как показано на рис. 2.

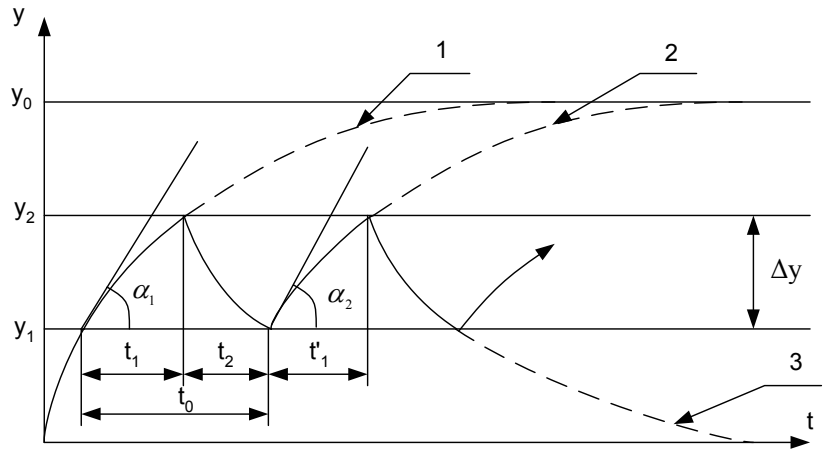


Рис. 2. График изменения выходного сигнала ПП при коммутации
энергетического состояния

Изменение энергетического состояния ПП осуществляется между уровнями значений y_1 и y_2 (перепад Δy), что позволяет генерировать параметры «прогноза» α через интервалы времени t_0 . При этом значение y_0 соответствует конечному установившемуся энергетическому состоянию информационной системы, функционально связанному с уровнем контролируемой входной координаты x. Кривые 1, 2, 3 показывают характер изменения энергетического состояния информационной системы при отсутствии коммутационных воздействий на ПП.

При достаточно высокой частоте коммутации энергетического состояния справедливо допущение

$$\Delta y = y_2 - y_1 << y_2,$$

а участки кривых изменения энергетического состояния между уровнями y_1 и y_2 линейны. Тогда, очевидно, что параметр «прогноза» α (крутизна кривых нарастания и спада выходного измерительного импульса) однозначно определяется по временным параметрам t_1, t_2, t_0 и по уровням коммутации y_1, y_2, Δy.

Возможные варианты коммутации энергетического состояния ПП представлены в таблице.

Таблица 1

Варианты коммутации

Параметры коммутации		Варианты коммутации						
		1	2	3	4	5	6	7
y_1	*const*	■				■	■	■
	var		■	■	■			
y_2	*const*	■	■	■	■			
	var					■	■	■
Δy	*const*	■						
	var		■	■	■	■	■	■
t_1	*const*			■	■		■	■
	var	■	■			■		
t_2	*const*		■		■	■		■
	var	■		■			■	
t_0	*const*				■			■
	var	■	■	■		■	■	

Предложенный подход к организации преобразования входного сигнала ПП

нестационарного энергетического состояния позволяет не только повысить пропускную способность информационной системы ПП, но и обеспечивает фильтрацию помех за счет самой организации преобразования входного сигнала при отсутствии дополнительных технических средств фильтрации помех. Так же принцип коммутации энергетического состояния ПП позволяет расширить функциональные возможности ПП, расширить диапазон изменений контролируемых координат и использовать режимы работы ПП (автоколебательный режим, неустойчивый режим и т.д.), которые в традиционных условиях не приемлемы.

Список литературы

1. Романченко А.Ф. Информационно-измерительные системы нестационарного энергетического состояния / А.Ф. Романченко - Уфа, 2000. - 173 с.

СИСТЕМА НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СЕЙСМОРАЗВЕДОЧНЫХ РАБОТ

В. В. Какоткин, М. М. Валиханов, В. И. Кокорин

Сибирский федеральный университет,
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: vadim_kakotkin@mail.ru

Проведено описание системы навигационного обеспечения сейсморазведочных работ и результаты экспериментальных исследований в реальных условиях на реке Ангара.

В настоящее время навигационное обеспечение сейсморазведочных работ является одним из важнейших направлений в геологоразведке. Использование глобальных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС и GPS в геологоразведке позволяет охватить весь спектр практических задач координатно-временного обеспечения [1].

Для решения поставленной задачи была разработана система, структурная схема которой представлена на рис.1. Натурные испытания проводились на реке Ангара.

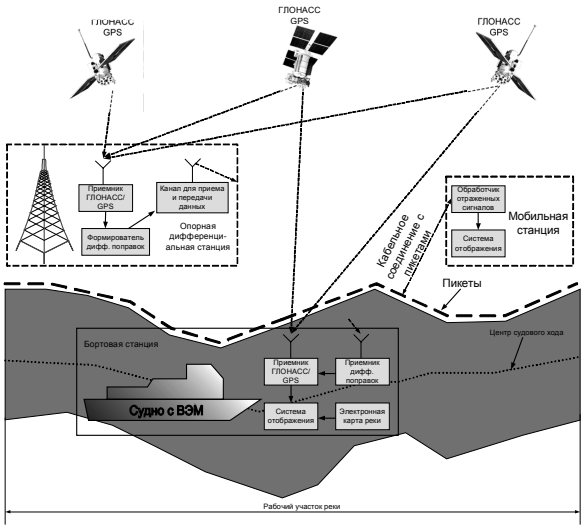


Рис. 1. Структурная схема

В качестве спутникового радионавигационного комплекса используются два комплекта навигационной аппаратуры потребителей (НАП) СРНС типа МРК. Данные приборы разработаны в ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» и ФГУП НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), выпускаются серийно предприятием ФГУП НПП «Радиосвязь» и представляют собой 16 канальные приемники СРНС ГЛОНАСС/GPS. Весь спутниковый радионавигационный комплекс работает в привязке с комплексом аппаратуры обслуживающей технику, которая непосредственно производит зондирование подземных областей. Примером такой техники является электромагнитный источник сейсмических колебаний – это невзрывной поверхностный импульсный источник с силовым электромагнитным приводом, содержащим один или несколько синхронно работающих короткоходовых электромагнитов и автономную систему питания, состоящую из емкостного накопителя энергии и устройства для её заряда и разряда. В данном случае используется водным вариантом электромагнитного источника (ВЭМ), который работает в паре с речным катером и проводит зондирование глубин дна реки. Сейсмические колебания регистрирует сейсмокоса, представляющая собой датчики (Sercel, Франция), установленные вдоль береговой линии. Контроль сейсмокосы и регистрация данных полученных с ее датчиков осуществляется мобильной станцией.

В состав аппаратуры бортовой станции (БС) входит угломерный НАП СРНС МРК. Данная аппаратура позволяет помимо определения координат и скорости движения БС определять параметры угловой ориентации антенной системы, состоящей из трех пространственно разнесенных антенн. Использование информации об ориентации антенной системы позволяет осуществлять пересчет координат места расположения антенн к необходимой точке (рис. 2).

Рис. 2. Размещение аппаратуры

Для управления воздействиями в заданных точках используется выход НАП СРНС МРК с высокостабильной меткой времени, с которой поступает сигнал на контроллер ВЭМ с целью выполнения сейсмических воздействий с заданным пользователем временным интервалом. При проведении работ использовался интервал выполнения воздействий, равный 10 с, что обеспечивало при поддержании скорости движения БС,

равной 1.8 км/с по 10 воздействий на межпикетном расстоянии, равном 50 м.

Для увеличения точности и достоверности определения координат БС в систему была введена опорная дифференциальная станция (ОДС) [2]. Аппаратурой, входящей в её состав является НАП типа МРК и персональным компьютером типа «Notebook», используемым для управления режимами работы аппаратуры и накопления измерительной информации. Координаты антенны ОДС были привязаны геодезическими средствами и использовались для формирования дифференциальных поправок с целью реализации дифференциального режима (ДР) и определения места катера. Дифференциальные поправки могут передаваться как в реальном режиме времени по каналу передачи данных (радиоканалу), так и в режиме постобработки.

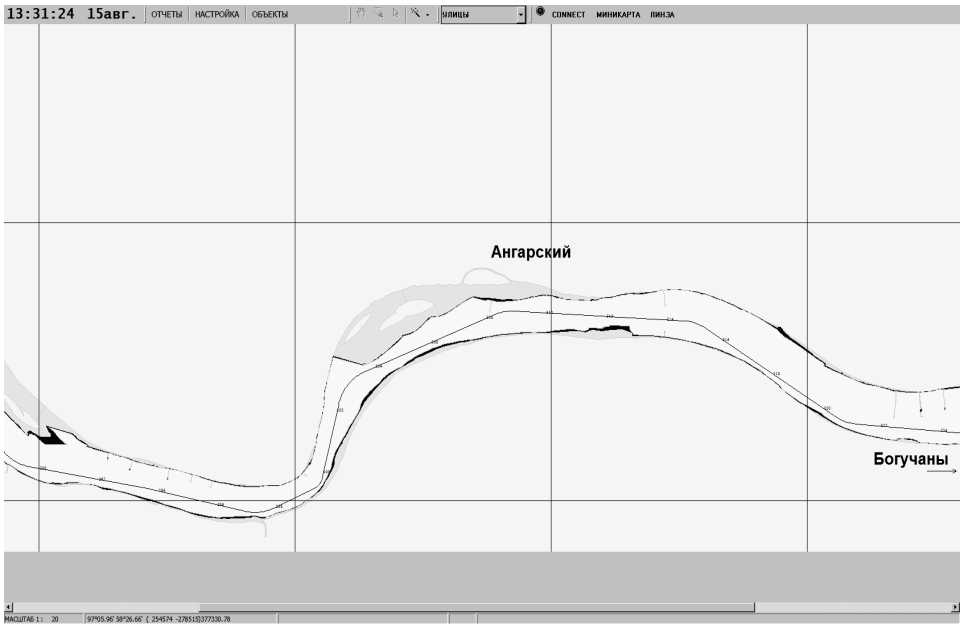


Рис. 3. Электронная карта реки Ангара

В период с 16.08.2008 по 20.09.2008 выполнены работы по исследованию профилей на реке Ангара, 1-й профиль в 20 км выше по течению от поселка Богучаны, длина профиля – 22 км; 2-й профиль – ниже по течению от поселка Богучаны.

Судовождение осуществлялось по электронной навигационной карте реки Ангара, разработанная специалистами ФГУ «Енисеречтранс». Использование электронной карты в программе отображения, разработанная специалистами СФУ, позволило сократить время выполнения разведочных работ, вследствие возможности точной фиксации координат сейсмических воздействий без остановки БС, непосредственно во время его хода [3].

Проведенные работы показали, что в моменты подхода БС к гористому берегу наблюдается затенение неба и в результате уменьшения числа принимаемых спутников до 6 и менее, что приводит к скачкообразному изменению координат места. Для решения этой проблемы рассмотреть возможность использования инерциальных навигационных систем для исключения влияния указанного эффекта.

Таким образом, проведённые исследования показали принципиальную возможность использования данной системы в реальных полевых условиях. Анализ результатов работы показывает, навигационное геодезическое обеспечение сейсморазведочных работ на реке Ангара в районе поселка Богучаны выполнено в полном объеме, в соответствии с заданием Богучанской геофизической экспедиции и предприятия «Енисейгеофизика».

Работа выполнена при финансовой поддержке грантов № 08-08-00849-а Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ).

Список литературы

1. Кокорин, В.И. Радионавигационные системы и устройства: учебное пособие / В.И. Кокорин // Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2006. – 175 с.

2. Шебшаевич, В.С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.: // Под ред. В.С. Шебшаевича – 2-е изд. перераб. и доп. – Москва: Радио и связь, 1993. – 408 с.

3. Валиханов, М.М. Программное обеспечение для отображения электронных навигационных карт для внутренних водных путей. Валиханов М.М., Зуев Д.В., Киселев А.В., Кокорин В.И // VIII Всероссийская выставка научно-технического творчества молодежи НТТМ-2008.

МАЛОГАБАРИТНЫЙ НАВИГАЦИОННЫЙ ПРИЕМНИК

Е. В. Богатырев, В. Г. Коннов

ФГУП«НПП«Радиосвязь»
660021, Красноярск, ул. Декабристов, 19
E-mail: bogatblr@pisem.net

В данной работе рассказывается о малогабаритном навигационном приемнике сигналов спутниковых систем ГЛОНАСС/GPS, предназначенном для гражданского использования, и его основных характеристиках. Приемник может использоваться в мобильных и переносных устройствах, дешевых устройствах массового применения.

До настоящего времени практически не существовало малогабаритных, дешевых навигационных приемников, позволяющих обрабатывать сигналы СРНС ГЛОНАСС. Множество предлагаемых зарубежных устройств работает только с системой GPS, что сразу же резко ограничивает возможности использования таких приемников. Аппаратура такого класса, выпускаемая в России, в большинстве своем не предназначена для гражданского использования из за цены и размеров.

Специалисты ИИФРЭ СФУ и ФГУП "НПП "Радиосвязь" более десяти лет успешно занимались разработкой навигационной аппаратуры. Разработанная аппаратура обладает отличными характеристиками, выпускается серийно и используется для решения многих задач. Вследствие высокой стоимости и зачастую больших массогабаритных показателей, данная аппаратура не подходит для гражданского использования.

На предложение губернатора края рассмотреть возможность серийного выпуска навигационной аппаратуры для гражданского применения в сибирском регионе, предприятие, благодаря большому опыту, накопленному при разработке навигационной аппаратуры, работающей по сигналам ГЛОНАСС/GPS, в кратчайшие сроки разработало малогабаритный навигационный приемник НП-3.

Разработка выполнялась с применением самой современной элементной базы, обладающей наименьшими габаритами и энергопотреблением и при этом с достаточными вычислительными мощностями. Был выбран радиотракт с одним преобразованием частоты, что позволило исключить фильтр промежуточной частоты. Подавление зеркального канала при этом осуществляется в самом радиотракте фазовым

способом. В качестве центрального процессора используется современный сигнальный процессор, отличающийся высоким быстродействием и низкой стоимостью. Использование принципов цифровой обработки сигналов обеспечило большую гибкость при разработке, производстве и модернизации аппаратуры. Обобщенная структурная схема приемника приведена на рисунке 1.

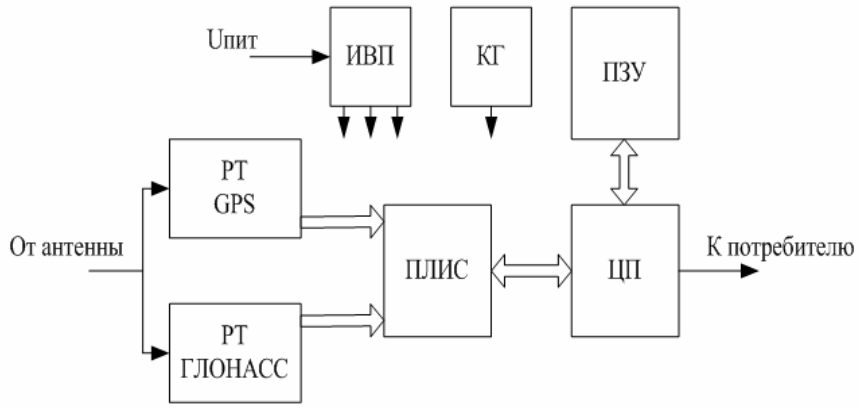


Рис. 1. Структурная схема навигационного приемника НП-3

Сигнал от антенны поступает на входы радиотрактов, осуществляющих преобразование частоты и фильтрацию сигналов систем ГЛОНАСС и GPS. Далее сигнал поступает на ПЛИС, на которой реализованы корреляторы и цифровые тракты второго преобразования частоты. Структурная схема канала ПЛИС приведена на рисунке 2.

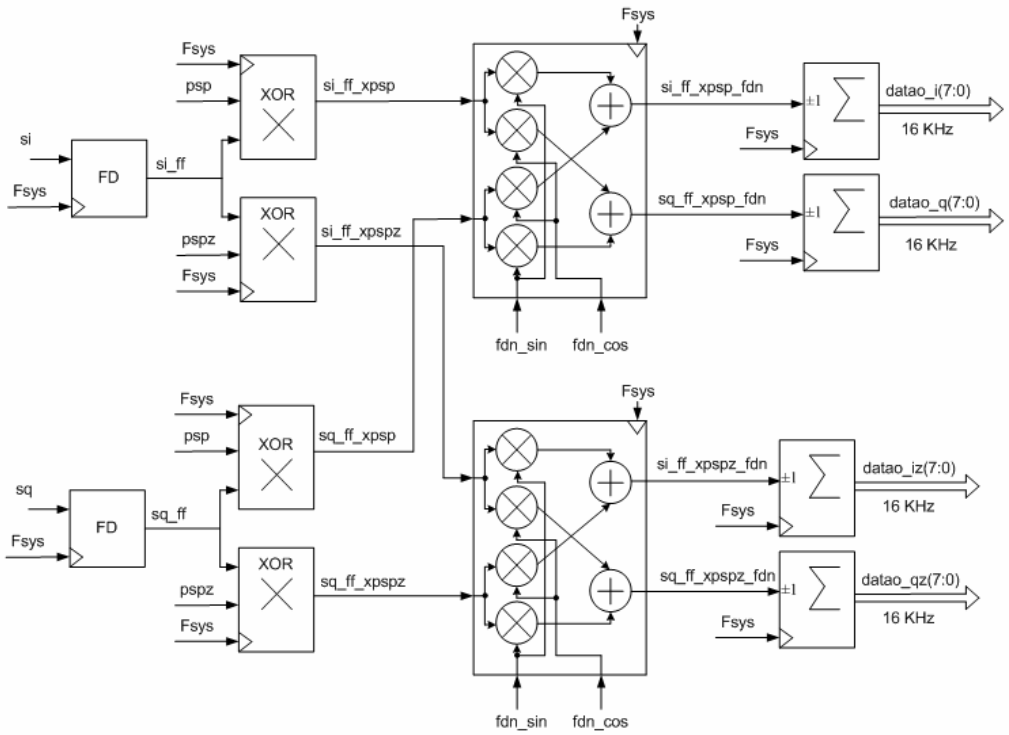


Рис. 2. Структурная схема канала в ПЛИС

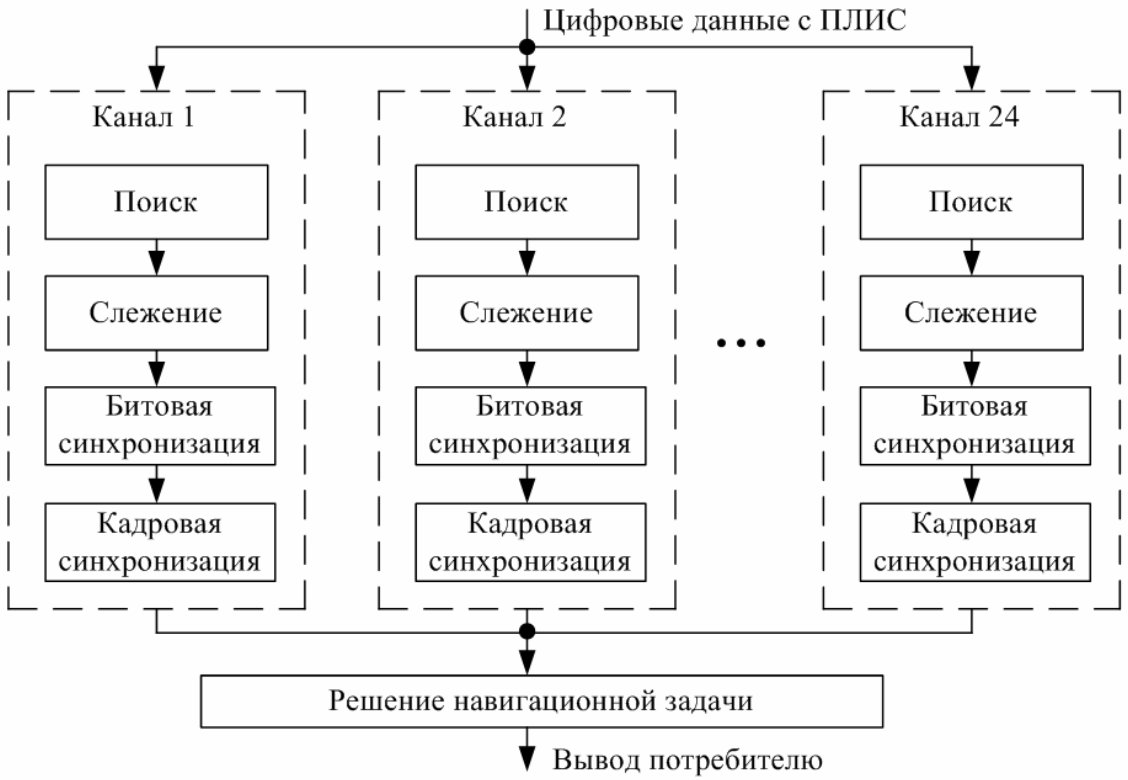


Рис. 3. Структура программы центрального процессора

После свертки в ПЛИС сигнал подается в цифровом виде в центральный процессор, в котором осуществляется окончательная свертка сигнала, декодирование навигационной информации, решение навигационной задачи, формирование сообщения для потребителя и общее управление платой.

Параметры навигационного приемника НП-3:

Обеспечивает определение координат (долготы, ширины и высоты), текущего времени по сигналам глобальных спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS;

Число каналов: 24 универсальных канала ГЛОНАСС/GPS;

Габаритные размеры: 30x30x4 мм;

Мощность потребления: не более 0.8 Вт при напряжении питания 3.3 В.

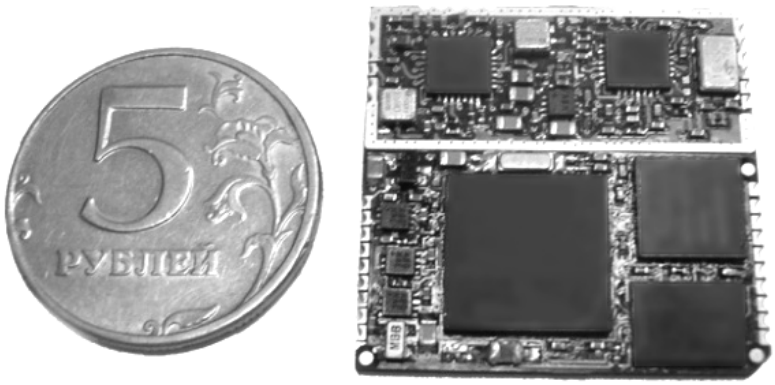


Рис. 4. Внешний вид навигационного приемника

Основные области использования данного приемника – мобильные и переносные устройства, дешевые устройства массового применения.

На основе навигационного приемника НП-3 разработан прибор МРК-103, дополнительно содержащий GSM/GPRS модем. Прибор разработан для регистрации перемещений транспортного средства путем записи времени и маршрута в виде точек с географическими координатами. Координаты вычисляются на основании данных, полученных со спутников навигационных систем ГЛОНАСС и GPS. Затем данные передаются через сотовую сеть GSM на сервер, с которого могут быть запрошены и переданы через Интернет потребителям для дальнейшего анализа.

Опытные образцы приборов МРК-103 успешно опробованы в системе "СПРИНТ-Транспорт" для управления транспортными средствами и автобусными пассажирскими перевозками.

Навигационный приемник, размещенный на транспортном средстве общего пользования позволяет точно оценить расстояние, которое проехал пассажир и таким образом сопоставить оплату проезда и это расстояние.

Серийный выпуск навигационных приемников НП-3 и приборов МРК-103 планируется начать на предприятии ФГУП "НПП "Радиосвязь" в 2009 г.

АЛГОРИТМЫ ВЕСОВОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕЩЕСТВЕННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ КОНЕЧНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

В. В. Алтухова, К. В. Кухарук,
А. С. Глинченко, О. А. Тронин (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: toa12@yandex.ru

В работе рассмотрены алгоритмы цифрового измерения амплитуды и фазы вещественных гармонических сигналов с использованием различных весовых функций, позволяющие повысить точность измерения, в том числе при наличии гармоник и помех.

Измерение амплитуды и фазы гармонических сигналов по их реализациям конечной длины, не кратной целому числу периодов сигнала, даже при точно известном значении частоты сигнала сопряжено, как правило, с погрешностями измерения. Предложенный в [1] точный алгоритм измерения амплитуды и фазы основывается на использовании прямоугольной весовой функции (ВФ) и является очень чувствительным к гармоникам и помехам.

В данной работе рассматриваются обобщенные алгоритмы цифрового измерения амплитуды и фазы вещественных гармонических сигналов с использованием ВФ различного вида. Путем правильного выбора ВФ они позволяют также существенно снизить влияние гармоник и помех на результаты измерения, а при воздействии одной гармоники или помехи известной частоты доминирующей амплитуды обеспечить её подавление.

Алгоритмы основываются на вычислении и анализе преобразования Фурье

цифрового вещественного гармонического сигнала $x_{\text{с}}(n) = X_{\text{с}m} \cdot \cos(2\pi F_{\text{с}} n T_{\text{д}} + \varphi_{\text{с}})$ с амплитудой $X_{\text{с}m}$ и начальной фазой $\varphi_{\text{с}}$, дискретизированного по времени с частотой дискретизации $f_{\text{д}} = (1/T_{\text{д}})$ и взвешенного ВФ $w(n)$ конечной длины N, $n = 0,1 \ldots N-1$, которое вычисляется на частоте F_1, близкой или равной частоте сигнала $F_{\text{с}}$:

$$X(jF_1) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot x(n) \cdot e^{-j2\pi F_1 n T_{\text{д}}}. \qquad (1)$$

Путем перехода к нормированной частоте $\lambda = \omega T_{\text{д}} = 2\pi F / f_{\text{д}} = \frac{2\pi}{N} p$, где $p = \lambda/(2\pi/N) = P + \alpha$, $P = [p]_{\text{ц.ч.окр}}$ – целое число периодов сигнала на длине реализации N, а α – его дробная часть, оно приводится к виду:

$$X(j\lambda_1) = \frac{X_{\text{с}m}}{N} e^{j\varphi_{\text{с}}} \cdot e^{-j\Delta\lambda_{\text{с}} \frac{N-1}{2}} \cdot W(\Delta\lambda_{\text{с}}) + \frac{X_{\text{с}m}}{N} e^{-j\varphi_{\text{с}}} \cdot e^{-j(\lambda_1+\lambda_{\text{с}}) \frac{N-1}{2}} \cdot W(\lambda_1 + \lambda_{\text{с}}). \qquad (2)$$

В этом выражении $\Delta\lambda_{\text{с}} = \lambda_1 - \lambda_{\text{с}}$ $\left(-\frac{\pi}{N} \le \Delta\lambda_{\text{с}} \le \frac{\pi}{N}\right)$, $W(\lambda) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot e^{-j\lambda\left(n - \frac{N-1}{2}\right)}$ – преобразование Фурье или частотная характеристика (ЧХ) ВФ $w(n)$ (без фазового множителя $e^{-j\lambda\frac{N-1}{2}}$, учтенного уже в (2)).

Графическая иллюстрация спектральных преобразований сигнала приведена на рис. 1. При этом полагается, что ширина главного $\Delta\lambda_{\text{гл}} = D \cdot 2\pi / N$ и боковых лепестков $\Delta\lambda_{\text{бл}}$ ЧХ ВФ и частоты её нулей λ_{0i} кратны $2\pi/N$ (D – параметр ВФ, равный, например, 2 для прямоугольной ВФ, 4 – для ВФ Хэмминга и т.д. [2]).

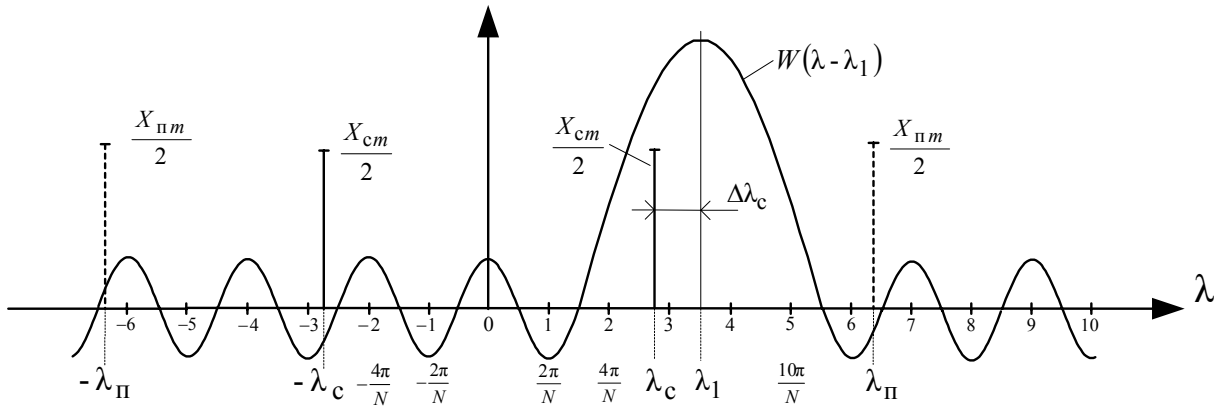


Рис.1. Графическая иллюстрация метода

Второе слагаемое в (2) обусловлено просачиванием компоненты спектра с частотой $-\lambda_{\text{с}}$ через боковой лепесток (при $\lambda_1 > \Delta\lambda_{\text{гл}}/4$) или даже через главный лепесток (при $\lambda_1 < \Delta\lambda_{\text{гл}}/4$) ЧХ ВФ. Пренебрегая его влиянием в (2) (при $\lambda_1 > \Delta\lambda_{\text{гл}}/4$), можно параметры

такого сигнала найти по соотношениям:

При $\lambda_1 \neq \lambda_c$ и известном λ_c

$$X_{cm\,изм} = X_{cm} = \left|X(j\lambda_1)\right| \frac{N}{W(\Delta\lambda_c)}; \quad \varphi_{c\,изм} = \varphi_c = \arg\{X(j\lambda_1)\} + \Delta\lambda_c \frac{N-1}{2}. \tag{3}$$

При $\lambda_1 \neq \lambda_c$ и неизвестном λ_c

$$X_{cm\,изм} = \left|X(j\lambda_1)\right| \frac{N}{W(0)}; \quad \varphi_{c\,изм} = \arg\{X(j\lambda_1)\}. \tag{4}$$

В обоих случаях возникают погрешности измерения, определяемые как:
при известных $\lambda_1 \neq \lambda_c$:

$$\delta X_{cm} = \frac{W(2\lambda_c + \Delta\lambda_c)}{W(\Delta\lambda_c)}; \;\; \Delta\varphi_c \approx \frac{W(2\lambda_c + \Delta\lambda_c)}{W(\Delta\lambda_c)}; \tag{5}$$

при $\lambda_1 \neq \lambda_c$ и неизвестном λ_c:

$$\delta X_{cm} = 1 - \frac{W(\Delta\lambda_c)}{W(0)} + \frac{W(2\lambda_c + \Delta\lambda_c)}{W(\Delta\lambda_c)}; \;\; \Delta\varphi_c \approx -\Delta\lambda_c \cdot \frac{N-1}{2} \pm \frac{W(2\lambda_c + \Delta\lambda_c)}{W(\Delta\lambda_c)}.$$

(6) Погрешности имеют место как при измерении фазы, так и разности фаз сигналов.

Отношение $A = \dfrac{W(2\lambda_c + \Delta\lambda_c)}{W(\Delta\lambda_c)}$ в (5), (6) при

$\lambda_1 + \lambda_c = 2\lambda_c + \Delta\lambda_c = \dfrac{2\pi}{N}[2p_c]_{ц.ч.окр} \pm \dfrac{\pi}{N}$ ($p_c = \lambda_c / (2\pi/N)$) близко по модулю к относительному максимуму бокового лепестка ЧХ ВФ (а при $\Delta\lambda_c = 0$ – точно равно ему). Например, для максимального по амплитуде бокового лепестка ЧХ ВФ Хэмминга оно составляет –41 дБ, т. е. примерно 0,01; при удалении от главного лепестка уровень боковых лепестков убывает со скоростью –6 дБ/октаву. У ВФ Ханна скорость спада боковых лепестков составляет –18 дБ/октаву [2].

Как видим, применение ВФ с малым уровнем боковых лепестков и высокой скоростью их убывания при измерении параметров вещественного сигнала по его реализации произвольной длины позволяет существенно снизить погрешности измерения амплитуды и фазы.

Задаваясь допустимой погрешностью измерения амплитуды и фазы, можно найти требования к погрешности задания или измерения частоты δF.

В то же время на основе анализа (2) могут быть предложены соотношения для точного измерения параметров вещественного сигнала *известной* частоты λ_c (как амплитуды, так и фазы) при произвольной длине его реализации *N*.

Первые из них основываются на выборе частоты измерения λ_1 такой, чтобы значение частоты $(\lambda_1 + \lambda_c)$ попадало на ближайший нуль ЧХ ВФ, где $W(\lambda_1 + \lambda_c) = 0$. При этом $X(j\lambda_1)$ соответствует первому слагаемому (2) и его параметры точно определяются с помощью (3). Отвечающее этому условие выбора частоты λ_1 имеет вид:

$$\lambda_1 = [2p_c]_{ц.ч.окр} \cdot \frac{2\pi}{N} - \lambda_c \lambda. \tag{7}$$

Вторые соотношения получаются путём последовательного перехода от вычисленного с помощью (1) преобразования Фурье вещественного сигнала $x(n)$, которое

определяется выражением (2), к преобразованию Фурье $X_1(j\lambda_1) = e^{j\lambda_1 \frac{N-1}{2}} \cdot X(j\lambda_1)$ и далее к преобразованию

$$X_2(j\lambda_1) = X_{1\,\mathrm{Re}}(j\lambda_1)/(1+A) + jX_{1\,\mathrm{Im}}(j\lambda_1)/(1-A),$$

которое приводится к виду:

$$X_2(j\lambda_1) = \frac{X_{cm}}{N} \cdot e^{j\left(\varphi_c + \lambda_1 \frac{N-1}{2}\right)} \cdot e^{-j\Delta\lambda_c \frac{N-1}{2}} \cdot W(\Delta\lambda_c). \qquad (8)$$

Оно соответствует преобразованию Фурье комплексного гармонического сигнала частотой λ_c, амплитудой X_{cm} и фазой $\varphi_c + \lambda_1 \frac{N-1}{2}$, вычисленного на частоте λ_1.

По преобразованию Фурье (8) непосредственно находятся параметры сигнала X_{cm} и φ_c в соответствии с выражениями (3), (4). Для оценки фазы при этом из аргумента $\arg\{X_2(j\lambda_1)\}$ нужно дополнительно вычесть слагаемое $\lambda_1 \frac{N-1}{2}$.

Погрешности измерения при неточно известном значении частоты сигнала определяются как:

$$\delta X_{cm} = \frac{\Delta X_{cm}}{X_{cm}} = \frac{X_{cm} - X_{cm\text{изм}}}{X_{cm}} = 1 - \frac{W(\Delta\lambda_c)}{W(0)};\ \Delta\varphi_c = \varphi_c - \varphi_{c\text{изм}} = -\Delta\lambda_c \cdot \frac{N-1}{2}. \qquad (9)$$

Реальные измеряемые сигналы искажены, как правило, гармониками и сосредоточенными гармоническими *помехами*. Влияние гармоник и помех существенно ослабляется, если их частоты попадают в область боковых лепестков ЧХ ВФ, т.е. отстоят от частоты сигнала не менее чем на половину ширины её главного лепестка $\Delta f_{гл} = D \cdot f_д / N$, что достигается путём правильного выбора вида ВФ и её длины N

$$N \geq D \cdot f_д / \left(2\left|F_п - F_c\right|_{\min}\right),$$

где $F_п$ – частота ближайшей к сигналу помехи.

С уменьшением ширины главного лепестка при увеличении N снижается также случайная погрешность за счет широкополосных шумов и помех (примерно в $\sqrt{N}$ раз).

При измерении параметров вещественного сигнала на частоте $\lambda_1 = \frac{2\pi}{N}[p_c - p_п]_{ц.ч.окр} + \lambda_п$ подавляется спектральная составляющая помехи с частотой $+\lambda_п$, а влияние составляющей спектра с частотой $-\lambda_п$ (рис. 1) значительно ослабляется при большой скорости спада боковых лепестков ЧХ ВФ.

При воздействии большого числа помех более общими являются вероятностные оценки погрешностей измерения, основывающиеся на статистических характеристиках сигналов и помех.

Одним из дальнейших направлений повышения точности оценки параметров сигналов является измерение частоты сигнала и/или помехи, если они неизвестны или известны с недостаточной точностью. Эта задача также имеет и большое самостоятельное значение.

Список литературы

1. Глинченко, А. С. Оценка параметров гармонического сигнала с когерентной выборкой в измерительной системе с цифровой обработкой сигналов / А. С. Глинченко, И. В. Савин// Современные проблемы радиоэлектроники. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2002.

2. Хэррис, Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф. Дж. Хэррис // ТИИЭР, т. 66. 1978. №1.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ, ВРАЩАЮЩЕГОСЯ НА ОСНОВЕ ГЛОНАСС (GPS)

А. П. Мучкин, Ю. Л. Фатеев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: go_on@bk.ru

В статье рассмотрен динамический метод измерения угловой ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS, не требующих разрешения фазовой неоднозначности. Рассматривается частный случай при вращающемся объекте.

В настоящее время большой интерес представляет радионавигационная аппаратура ГЛОНАСС и GPS, измеряющая пространственную ориентацию объектов. С развитием новых технологий в области спутниковых радионавигационных систем (СРНС) ГЛОНАСС и GPS навигационные измерения стали доступны практически во всех областях народного хозяйства, вплоть до бытовых приборов.

Угловое положение вектора-базы производится интерферометрическим методом.

Запишем систему уравнений для решения задачи с неизвестной длиной базы в некоторый момент времени:

$$\begin{cases} \mathrm{k_{x0i}} x_0 + k_{y0i} y_0 + k_{z0i} z_0 = \dfrac{\varphi_{0i} \lambda_{0i}}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2. \end{cases} \qquad (1)$$

где λ – длина волны сигнала НКА, φ – фазовый сдвиг, $k_{x,y,zi}$ - направляющие косинусы вектора – направления на навигационный космический аппарат (НКА), x,y,z – координаты вектора – базы, i = 1,2,…N – порядковый номер наблюдаемого НКА.

Основной проблемой при фазовых измерениях является наличие фазовой неоднозначности, обусловленной тем, что разность хода сигнала в интерферометре значительно превосходит длину волны сигнала. Одним из методов решения этой проблемы является динамический метод, в котором используется не сам фазовый сдвиг, а его приращение за некоторый интервал времени.

Система уравнений (2) с учетом динамики объекта в общем случае включает семь неизвестных: три составляющие начальных координат вектора-базы в момент времени t_0, три составляющие приращений координат вектора-базы за время наблюдения Δt и величину длины базы B, для ее решения необходимо принять сигналы шести НКА.

$$\begin{cases} \left(\Delta \mathrm{k_{x1i}} \mathrm{x_0} + \mathrm{k_{x1i}} \Delta x_1\right) + \left(\Delta \mathrm{k_{y1i}} \mathrm{y_0} + \mathrm{k_{y1i}} \Delta y_1\right) + \\ + \left(\Delta \mathrm{k_{z1i}} \mathrm{z_0} + \mathrm{k_{z1i}} \Delta z_1\right) = \lambda_{1i} \dfrac{\Delta \Phi_{\mathrm{i}}}{2\pi}, \\ x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2, \\ x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 = B^2. \end{cases} \qquad (2)$$

В общем случае решение системы уравнений (2) сопряжено со значительными трудностями, обусловленными плохой сходимостью решения.

Можно выделить два частных случая измерения пространственной ориентации.

Первый случай – измерения при неподвижной базе. В этом случае для решения задачи разрешения неоднозначностей используется динамика источников навигационного поля. Такой случай может иметь место, например, при относительных измерениях, когда требуется измерить координаты точки относительно опорной, при этом длина базы может быть от нескольких метров до десятков метров и ограничивается длиной антенных кабелей.

Второй случай – измерения при подвижной базе, причем гарантируется, что в течение некоторого ограниченного интервала времени пространственное положение вектора-базы существенно изменится, например, на угол ≥45°. В данном случае для разрешения неоднозначностей используется изменение пространственного положения вектора-базы. Данный метод можно применять при измерении пространственной ориентации подвижных объектов.

Рассмотрим частный случай решения задачи для подвижного объекта.

Задаваясь априорными значениями начальных координат x_0, y_0, z_0, можно вычислить приращения координат вектора-базы Δx_j, Δy_j, Δz_j, за j-й интервал времени. В первом приближении величинами x_0, y_0, z_0, можно пренебречь ввиду малости коэффициентов Δk_{xij}, Δk_{yij}, Δk_{zij}. В дальнейшем, после определения начального положения вектора-базы, его можно использовать в качестве априорных данных. При таком упрощении имеем систему уравнений с тремя неизвестными.

При измерении за K временных интервалов можно составить следующие системы уравнений:

Для j-го временного интервала (j = 1,2,…K)

$$\left\{ k_{xij}\Delta x_j + k_{yij}\Delta y_j + k_{zij}\Delta z_j = \lambda_i \frac{\Delta\Phi_{ij}}{2\pi}. \right. \tag{3}$$

Дополнительная система уравнений для всех интервалов

$$\begin{cases} x_0^2 + y_0^2 + z_0^2 = B^2, \\ (x_0 + \Delta x_j)^2 + (y_0 + \Delta y_j)^2 + (z_0 + \Delta z_j)^2 = B^2. \end{cases} \tag{4}$$

Решая систему уравнений (3), можно с точностью 2-3 мм определить траекторию вектора-базы за любой интервал времени. Однако для определения ориентации знания траектории недостаточно, требуется знание начального положения вектора-базы x_0, y_0, z_0.

Полученные в результате решения системы уравнений (3) величины Δx_j, Δy_j, Δz_j являются точками траектории вектора-базы за время наблюдения. Эти точки лежат на поверхности шара с радиусом, равным B, с центром в начале координат. Таким образом, задача определения начального положения вектора-базы сводится к определению параметров сферы возможных положений вектора-базы по заданной траектории.

Начальное положение вектора-базы можно определить, решая систему уравнений (4). Раскрывая скобки, получим:

$$\left\{ x_0\Delta x_j + y_0\Delta y_j + z_0\Delta z_j = -(\Delta x_j^2 + \Delta y_j^2 + \Delta z_j^2)/2. \right. \tag{5}$$

Система (5) является линейной относительно неизвестных начальных координат базы x_0, y_0, z_0.

Погрешность вычисления x_0, y_0, z_0 зависит от величины приращений Δx_j, Δy_j, Δz_j: чем больше по абсолютной величине приращения координат, тем выше точность вычисления начальных координат, при этом траектория вектора-базы не должна находиться в одной плоскости (в этом случае система уравнений (5) является

вырожденной). При известной величине базы B систему уравнений (5) можно дополнить первым уравнением системы (4), при этом система (5) будет невырожденной даже при вращении антенной системы в одной плоскости.

Для решения системы уравнений (2) требуется поворот вектора-базы на достаточно большой угол. Экспериментальные исследования показывают, что минимальная величина угла поворота для решения задачи составляет 30-40°. На рис.1 приведены экспериментальные результаты измерения пространственной ориентации вектора-базы с помощью динамического метода. В ходе эксперимента производилось вращение антенной системы навигационного приемника со скоростью 6 об/мин.

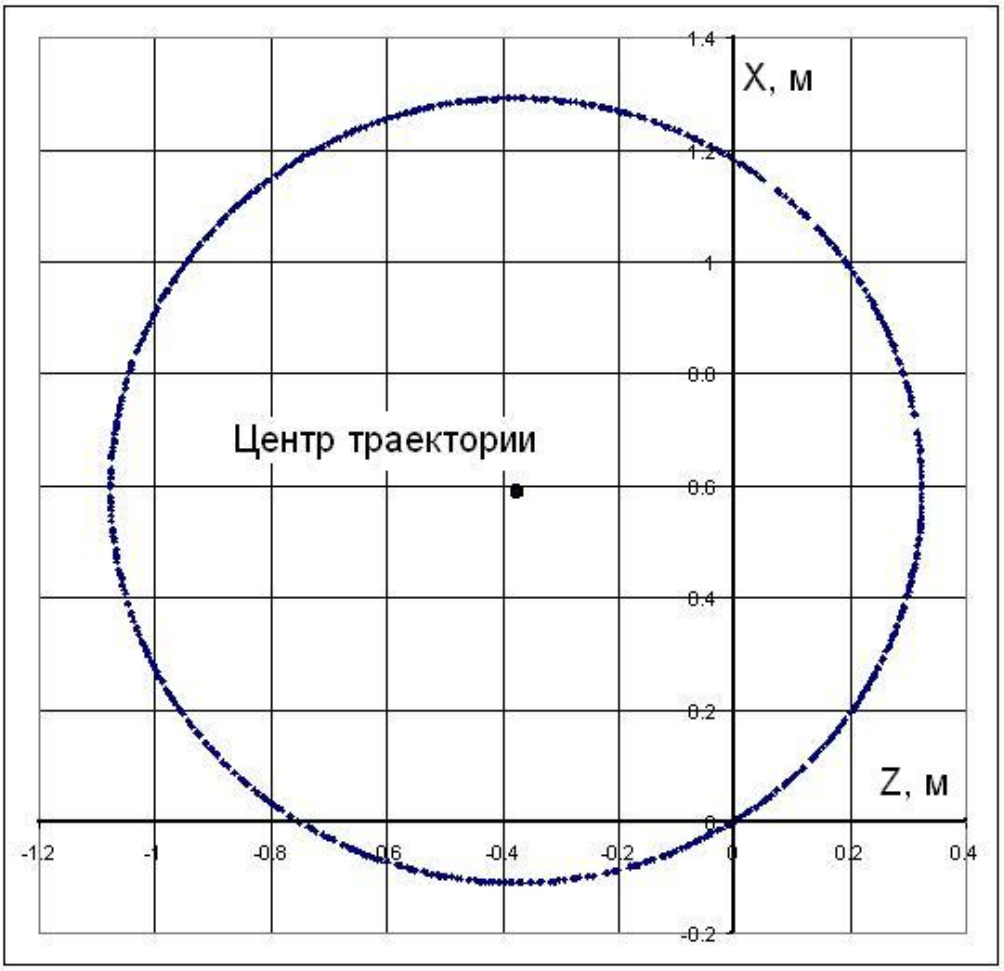


Рис. 1. Измерение пространственной ориентации вектора-базы динамическим методом (горизонтальная плоскость)

После построения траектории с помощью системы уравнений (5) были вычислены положение центра траектории и начальное положение вектора-базы.

После вычисления начального положения определяются углы курса и тангажа антенной системы. Погрешность ориентации при базе интерферометра 0.7м составляет 15-20 угл.мин. по углу курса и 20-30 угл.мин по тангажу.

Рассмотренный метод позволяет определение угловой направленности вращающегося объекта по сигналам СРНС с высокой точностью без разрешения фазовой неоднозначности.

ПОДПОВЕРХНОСТНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

В. П. Гнитиёв, В. Б. Кашкин (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: gnitiev@mail.ru

В докладе рассмотрено устройство, принцип действия и применение прибора подповерхностной радиолокации, приводятся результаты экспериментов по исследованию строительных конструкций.

Подповерхностная радиолокация – метод радиотехнического обнаружения (локации) точечных и протяженных металлических и неметаллических объектов в различных неметаллических средах, а также границ слоистой структуры зондируемого объекта, основной физический принцип – способность радиоволн отражаться от границ раздела сред с различной диэлектрической проницаемостью. В отличие от классической радиолокации, в подповерхностная радиолокации, радиоимпульсы излучаются в среды с большим коэффициентом затухания радиоволн. Используются широкополосные сигналы, состоящие из одного или двух периодов высокочастотных колебаний.

Излученный передающей антенной в исследуемую среду электромагнитный импульс отражается от находящихся в ней предметов (как металлических, так и неметаллических), или любых неоднородностей, имеющих отличную от среды диэлектрическую проницаемость или проводимость. Такими неоднородностями могут быть пустоты, границы раздела слоев структуры, участки с различной влажностью и т.д.

Отраженный сигнал принимается приемной антенной, преобразуется в цифровой вид и запоминается для дальнейшей визуализации и необходимой обработки.

При перемещении в одной плоскости по поверхности исследуемой среды антенных блоков возможно получить двумерный массив данных, из которого можно построить двумерную диаграмму расположения неоднородностей; если перемещать антенные блоки в двух плоскостях, то получается трехмерная матрица данных, по которой легко определить координаты и протяженность объекта во всех трех измерениях с точностью, определяемой разрешаемой способностью.

Особенностью подповерхностного вида радиолокации является присутствие сигнала прямого прохождения – сигнала, следующего от антенны передатчика к антенне приемника по кратчайшему расстоянию, т.е. напрямую, практически не проникая в зондируемую среду. Это явление носит паразитный характер, однако оно легко исключается/корректируется программными методами.

Особенно следует отметить то, что для получения более качественных данных требуется уделить особое внимание месту контакта антенных блоков с поверхностью зондируемого объекта. Наличие воздушного зазора в этом месте негативно сказывается на качестве получаемых данных.

В структуре георадара можно выделить три основных структурных составляющих: излучающий блок, приемный блок и устройство обработки отраженного сигнала.

Излучающий блок состоит из генератора зондирующих импульсов и передающей широкополосной антенны. Как правило, используется ударный метод возбуждения широкополосной передающей антенны видеоимпульсами с крутыми фронтами, при этом длительность импульса определяет как глубину зондирования, так и разрешающую способность. Стоит отметить, что эти два фактора находятся в обратной зависимости, в связи с чем требуется поиск компромисса при выборе значения длительности импульса. Большинство существующих георадаров работает в пососе частот от 5 МГц до 2 ГГц, при

длительности импульса порядка 0,5..10 нс. Для излучения такого вида сигнала особые требования по полосе пропускания предъявляются к антеннам, используемым в подобных системах. Чаще других используются плоские широкополосные антенны различных типов: щелевые, «бабочка», спиральные, лепестковые, крестовидные, дисковые и иные, достоинства этих типов в основном в их массо-габаритных характеристиках. Помимо этих, могут быть использованы и объемные разновидности широкополосных антенн.

Приемная часть георадара может иметь как совместную с предающей антенну, так и отдельную. Желательно иметь узкую диаграмму направленности, это обеспечивает большую помехоустойчивость системы в целом.

Устройство обработки отраженного сигнала выполняется в цифровом исполнении с быстродействующим микропроцессором. Обработка сигналов в режиме реального времени, требует сверхвысокого быстродействия АЦП и МП системы и большого объема памяти. Для снижения аппаратурных затрат обычно используется стробоскопическое преобразование. Этим обеспечивается снижение аппаратной сложности ценой несколько больших временных затрат. Итогом такой регистрации получается массив цифровых данных, удобных для последующей обработки программными средствами по специализированным алгоритмам.

Алгоритмы обработки результатов зондирования

Автоматическое выравнивание (нормировка). Динамический диапазон сигнала весьма велик и требует существенного сужения для достаточно наглядного представления информации. Автоматическое выравнивание сигнала позволяет резко увеличить контрастность получаемых данных.

Компенсация сигнала прямого прохождения выполняется путем вычитания из исходного сигнала, сигнала полученного при отсутствии объекта исследования (чистый сигнал прямого прохождения).

Выделение контуров. В экспериментальных данных содержатся шумы. Эти шумы могут быть устранены проведением для каждого элемента изображения локальных операций фильтрации

Преобразование Гильберта (выделение огибающей) осуществляется программным методом по имеющимся отсчетам сигнала с применением типовой формулы:

$$\bar{x}\ (\mathrm{t}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(u)}{\pi(t-u)}\ \mathrm{d\,u}.$$

Алгоритм синтеза апертуры описывается выражением

$$Q(x_i, z_i) = \sum_{m=-M}^{M} D_m P(x_{i+m} z_m),$$

где (x_i, z_j) - координаты подповерхностной точечной цели (элемента разрешения); $\mathrm{P}(x, y)$ – отраженный целью сигнал; D_m - весовые коэффициенты, зависящие от направленных свойств антенн.

Алгоритм позволяет получать разрешающую способность, эквивалентную физической решетке, состоящей из 2M+1 отдельных антенн. Если приёмопередающая антенна является всенаправленной, то горизонтальное разрешение будет наилучшим.

Основные области применения георадаров:

1. Изучение геологического строения территории
2. Обследование акваторий:
    a) определение глубины и профиля дна рек и озер;
    b) определение толщины льда;
    c) обнаружение затопленных объектов;
    d) картирование мощности придонных отложений (ил, сапропель).
3. Обследование взлетно-посадочных полос, автомобильных и железных дорог
4. Поиск подземных коммуникаций.
5. Обследование строительных конструкций:
    a) определение толщины стен и межэтажных перекрытий;
    b) определение характера армирования (частота и глубина заложения арматуры);
    c) обнаружение электропроводки и труб, проложенных вдоль строительных конструкций;
    d) обнаружение дефектов в строительных конструкциях.
6. Задачи охраны окружающей среды
7. Задачи в области археологии
8. Задачи силовых структур:
    a) обнаружение закладок взрывчатых веществ, поиск тайников;
    b) обнаружение закладок специальных технических устройство различного назначения
    c) обнаружение подкопов, подземных ходов и коммуникаций;
    d) обнаружение криминальных захоронений, останков;
    e) поиск живых людей в схронах и под завалами;

Результаты экспериментов

Во время практического применения георадара с антенным блоком 1,5 ГГц, были исследованы строительные конструкции: плиты перекрытий, стены. При прямой визуализации явно видны арматурные вставки, полости перекрытий, инородные объекты, участки с инородным заполнением, отверстия, кабель-каналы, вентиляционные шахты.

Исходный профиль После синтеза апертуры После выделения огибающей

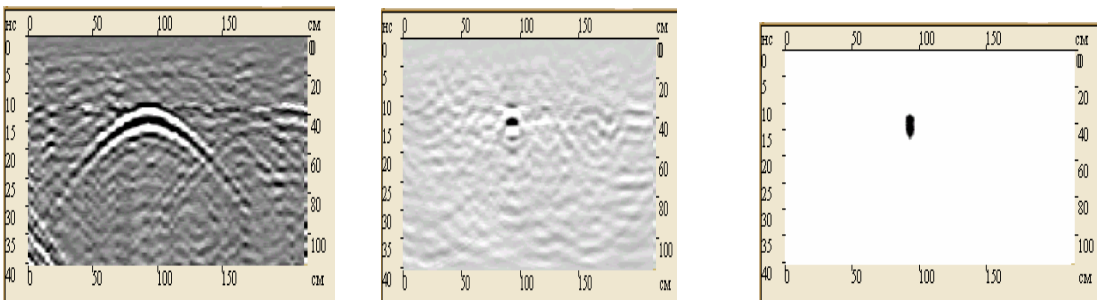


Рис. Пример программной обработки радиограммы

После программной обработки объекты легко лоцируемы, определимы их геометрические характеристики и глубины залегания.

Пример программной обработки радиограммы с стальной трубой диаметром примерно 50 мм в грунте представлен на рисунке.

Список литературы

1. Вопросы подповерхностной радиолокации / Под ред. А. Ю. Гринёва. М.:Радиотехника, 2005. – 416 с.

2. Пилягин В.В. Радиолокационный измеритель местоположения скрытых под поверхностью объектов // Радиотехника. - 2001. - N 5. – с. 41-47.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АНИЗОТРОПНЫХ СРЕД НА ПОЛЯРИЗАЦИОННУЮ СТРУКТУРУ СИГНАЛОВ РЛС

А. С. Мягков, Т. А. Номоконова, Е. В. Масалов (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр-т Ленина, 40
E-mail: alexmyagkov@sibmail.com

Рассмотрены вопросы преобразования зондирующих радиолокационных сигналов, имеющих динамическую поляризационную структуру, анизотропными средами, содержащими гидрометеоры. Анализ учитывает поляризационные свойства метеорологического объекта такие, как комплексная степень поляризационной анизотропии, электрический фактор формы, угол ориентации собственного поляризационного базиса метеообразования относительно измерительного, связанного с антенной системой радиолокатора, и дополнительный фазовый сдвиг между ортогональными компонентами облучающего поля.

Обеспечение эффективного контроля состояния различных метеообразований является одной из актуальных задач при информационном обеспечении заинтересованных организаций. Принятие правильных и своевременных решений может осуществляться только на основе полной, достоверной и своевременной информации о метеорологической обстановке. Одним из основных средств получения информации является сеть дистанционных средств зондирования атмосферы, в частности метеорологических радиолокаторов.

Информативная способность современных радиолокационных систем повышается за счет использования не только энергетических характеристик зондирующего сигнала, но и его поляризационной структуры, в частности перспективным является использование поляризационной модуляции радиолокационного сигнала, формируемой с помощью совмещенного преобразователя поляризации.

В работе [1] показано, что в случае поляризационной модуляции сигнала становится возможным определение анизотропных свойств среды, содержащей гидрометеоры, а также преимущественной ориентации частиц в среде, на основе спектрального состава огибающей принимаемой импульсной последовательности. Оценка степени поляризационной анизотропии производится на основе удвоенного значения амплитуды четвертой гармоники частоты вращения полуволновой пластины. Угол ориентации собственного базиса метеообразования связан с фазой четвертой гармоники.

Однако изменение поляризационной структуры сигнала обуславливается не только анизотропными свойствами метеообъектов, но и дополнительным фазовым сдвигом, вносимым между ортогональными компонентами облучающей волны. Появление дополнительного фазового сдвига приводит к значительным изменениям его

поляризационной структуры, которые, в свою очередь, вносят дополнительные погрешности в оценку поляризационных параметров, таких как степень поляризационной анизотропии и электрический фактор формы. Кроме того, оценка вносимого фазового сдвига является самостоятельным информативным признаком, который несет в себе информацию об интенсивности осадков, протяженности метеообъекта и фазовом состоянии метеочастиц (лед, вода). Таким образом, становится необходимым исследование преобразований поляризационной структуры радиолокационных сигналов с целью определения методов оценки вносимого фазового сдвига, а также определения погрешности оценки фактора формы при появлении фазового сдвига.

Матрица рассеяния метеообразования, вносящего дополнительный фазовый сдвиг, будет иметь вид [2]:

$$S = 0{,}5\cdot\left(\lambda_1 + \lambda_2\cdot e^{-i\cdot\Delta\varphi}\right)\cdot\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix} + 0{,}5\cdot\left(\lambda_1 - \lambda_2\cdot e^{-i\cdot\Delta\varphi}\right)\cdot\begin{bmatrix}\cos(2\alpha) & \sin(2\alpha)\\ \sin(2\alpha) & -\cos(2\alpha)\end{bmatrix}, \qquad 1)$$

где λ_1 и λ_2 – собственные числа матрицы рассеяния $(\lambda_1 \ge \lambda_2)$, α – угол между измерительным базисом и собственным базисом метеообразования, $\Delta\varphi$ – вносимый фазовый сдвиг.

Использование совмещенного преобразователя поляризации (СПП) на основе полуволновой фазовой пластины приводит к тому, что после прохождения радиолокационным (РЛ) сигналом СПП, нормированная к большему собственному числу λ_1 огибающая сигнала на выходе приемника с логарифмической характеристикой будет иметь вид:

$$\lg(E_X) = \lg(0{,}5\cdot\lambda_1) + 0{,}5\lg\big(1{,}5 + \rho\cos(\Delta\varphi) + 1{,}5\rho^2 + (2-2\rho^2)\cos(4\theta - 2\alpha) + \\ + (0{,}5 - \rho\cos(\Delta\varphi) + 0{,}5\rho^2)\cos(8\theta - 4\alpha)\big). \qquad (2)$$

Таким образом, спектр огибающей (2) содержит четвертую и восьмую гармоники частоты вращения полуволновой пластины. Причем, амплитуда восьмой гармоники зависит от дополнительного фазового сдвига уже в аналитической форме.

Для оценки изменений спектральных характеристик огибающей принятого сигнала, связанных с $\Delta\varphi$, были выполнены расчеты изменений амплитуды четвертой A_4 и восьмой A_8 гармоник в зависимости от электрического фактора формы $\rho = \lambda_2/\lambda_1$ при различных значениях фазового сдвига.

На рисунке 1 приведены результаты расчета удвоенного значения амплитуды четвертой гармоники для $\Delta\varphi = 0°$ и $\Delta\varphi = 60°$. Видно, что при значении $\Delta\varphi = 60°$ (что соответствует осадкам в виде дождя умеренной интенсивности) наибольшая погрешность в оценке фактора формы проявляется в крупнокапельной части $(\rho = 0{,}5)$ и не превышает 10%.

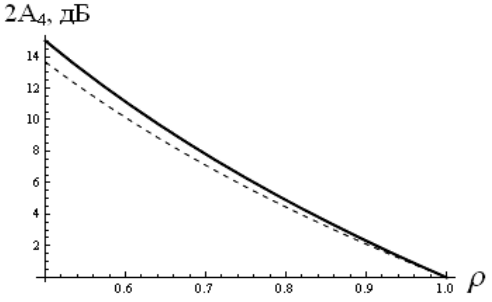


Рис. 1. Зависимости удвоенных амплитуд четвертой гармоники от электрического фактора формы в случае метеообъектов без фазового сдвига (штриховая линия) и с $\Delta\varphi = 60°$ (сплошная линия)

Амплитуда восьмой гармоники при фиксированном значении ρ однозначно связана с величиной вносимого фазового сдвига (рис. 2). Однако при этом необходимо

учитывать погрешность методики измерения, вносимую логарифмическим приемным устройством (сплошная линия на рис. 2). Зависимости удвоенного значения амплитуды восьмой гармоники от электрического фактора формы за вычетом погрешности методики $\left(\Delta A_8 = 2A_8(\Delta\varphi) - 2A_8(\Delta\varphi = 0°)\right)$ приведен на рис. 3. Видно, что диапазоны изменения разностной характеристики ΔA_8 не перекрываются и позволяют получить однозначную оценку величины фазового сдвига $\Delta\varphi$.

Таким образом, совместное применение амплитуд четвертой A_4 и восьмой A_8 (или ΔA_8) может быть успешно использовано при решении задачи идентификации метеообразований.

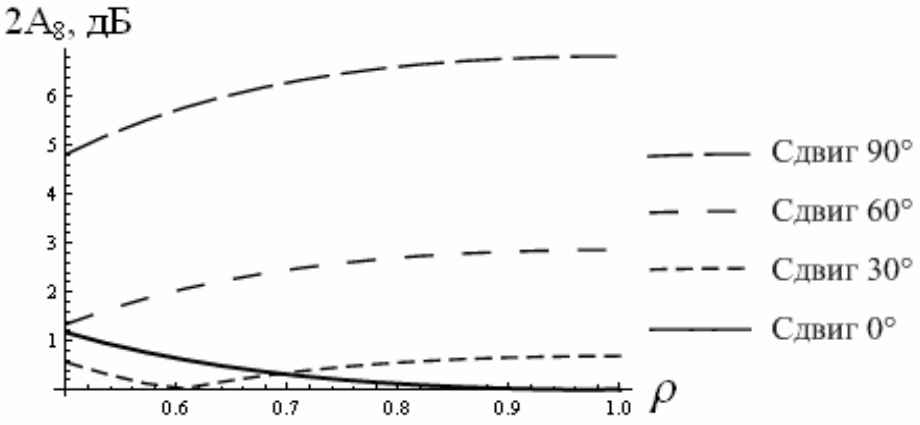


Рис. 2. Зависимости удвоенных амплитуд восьмой гармоники от электрического фактора формы при разных значениях вносимого фазового сдвига

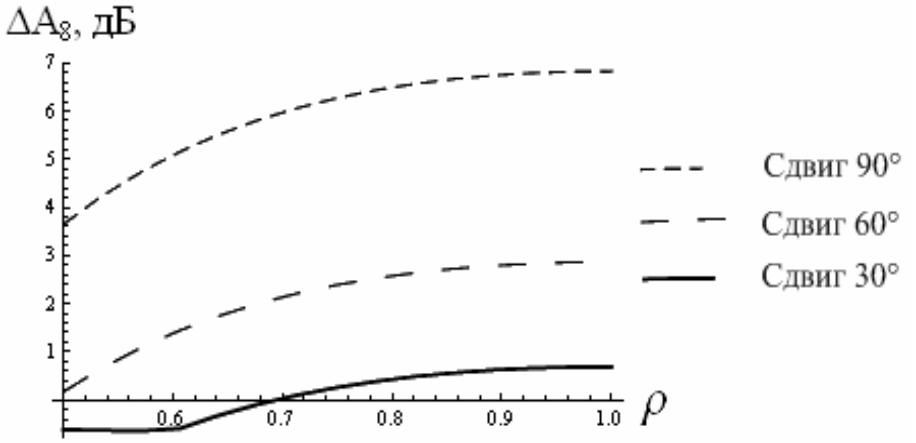


Рис. 3. Зависимости разности удвоенных амплитуд восьмых гармоник (с фазовым сдвигом и без фазового сдвига) от электрического фактора формы

При распространении в каналах, содержащих гидрометеоры, воздействие дифференциального фазового сдвига $\Delta\Phi$ и дифференциального ослабления $\Delta\alpha$ являются наиболее общим случаем [3].

Изменения поляризационных характеристик радиолокационных сигналов в каналах содержащих гидрометеоры с одной стороны позволяют значительно повысить информативность зондирующих сигналов, с другой – оказывают мешающее воздействие

при интерпретации результатов измерений. И в том, и в другом случае возникает необходимость оценки этих факторов.

Список литературы

1. Масалов Е.В., Мягков А.С., Номоконова Т.А. Результаты предварительного анализа структуры сигнала поляризационных РЛС // Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2008» (5-8 мая 2008 г.). Ч.1. С. 119-121.

2. Масалов Е.В., Мягков А.С., Номоконова Т.А. Определение характеристик сигнала поляризационных РЛС в задачах идентификации метеообразований // Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2009».

3. Масалов Е.В., Мягков А.С., Номоконова Т.А. Результаты предварительного анализа воздействия дифференциальных факторов среды распространения на поляризационные характеристики радиолокационного сигнала // Материалы докладов всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2009».

ПРИМЕНЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ГЛОНАСС И GPS ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПУНКТОВ ПРОГНОЗА ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ

И. Н. Сушкин

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. ак. Киренского, 26
T-mail: igor_n_s@ire.krgtu.ru

В статье рассматриваются основные принципы построения пунктов контроля и прогнозирования возможного землетрясения. Применение навигационной аппаратуры, работающей по сигналам систем ГЛОНАСС и GPS, позволяет увеличить вероятность прогнозирования землетрясения за счет измерения электронной концентрации в ионосферном слое Земли и относительных перемещений тектонических плит, что является дополнительными предвестниками землетрясений.

Одним из наиболее разрушительным стихийным бедствием с большим числом жертв, которое до настоящего времени мало поддается прогнозам, является землетрясение. В последнее время землетрясения стали проявляться в районах, которые до некоторого времени считались не сейсмоопасными, например, в Красноярском крае. В связи с этим остро стоит необходимость в развертывании сети сейсмологических станций по регистрации и предсказании землетрясений по всей территории России и бывшего СССР.

В последнее время изменение концентрации различных элементов в подземных водах признано одним из предвестников землетрясений. При нормальных условиях концентрация радона в подземных водах изменяется слабо, если не считать суточных и годовых вариаций, при условии, что поступление радона сохраняется постоянным. Вследствие миграции радона из подземных вод в атмосферу Земли во время подготовки землетрясения существует локальное повышение электронной концентрации в ионосферном слое.

Другим явлением, приводящим к увеличению электронной концентрации в ионосферном слое Земли, является появление сейсмической активности в литосфере сопровождающееся протеканием различных процессов в околоземной плазме, таких как вариация электронной плотности в слоях ионосферы над эпицентральной областью, низкочастотные всплески шумовых излучений в диапазоне 0,01-1 кГц, распространение акустико-гравитационных волн.

В статическом состоянии над очагом землетрясения в ионосфере образуются неоднородности электронной концентрации в виде двух полюсов с перепадом плотности в полюсах до 20%. Накануне землетрясения, за 7-12 ч. до удара, в литосфере происходит раскачка очага, сопровождаемая распространением от очага сверхнизких литосферных волн [1].

Для измерения электронной концентрации в ионосфере предлагается использовать навигационные космические аппараты (НКА) глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS.

Все связи между наземными потребителями и НКА осуществляются через атмосферу Земли, включая тропосферу и ионосферу. Атмосфера имеет ярко выраженную частотную избирательность. Неоднородное по высоте распределение диэлектрической проницаемости вызывает искривление траектории распространения радиоволн – рефракцию. Основное влияние на задержку радиосигнала в ионосфере вносит электронная концентрация.

Для описания высотного профиля электронной концентрации применяются различные модельные зависимости, передающие наиболее характерные особенности строения ионосферы. В настоящее время наиболее часто используют параболически–экспоненциальную модель и биэкспоненциальную модель. Из сопоставления графиков этих моделей, представленных в [2] можно сделать вывод, что обе модели приводят примерно к одинаковым результатам. Используя биэкспоненциальную модель строения ионосферы электронную концентрацию можно рассчитать [3]

$$N_m = \frac{f_i^2 S_i \sin\alpha_i}{4{,}03\cdot 10^7 \gamma \sum_{j=1}^{j=2} (-1)^{j+1} H_j \left[1 - \exp\left(-\frac{z_u - H_0}{H_j}\right)\right]}. \qquad (1)$$

где: N_m – электронная концентрация в ионосфере; S_i – задержка распространения сигнала i-го НКА в ионосфере; H_0=200 км.; H_1=325 км.; H_2=32,5 км.; $z_u = \sqrt{R_e^2 + 2R_e R\sin\alpha_i + R_i^2} - R_e$, высота источника излучения; R_e – радиус Земли;

α_i – угол места i-го НКА относительно НАП; R_i – расстояние от i-го НКА до приемника излучения; $\gamma^{-1} = \left(\frac{h_2}{h_1}\right)^{\frac{h_2}{h_1-h_2}} - \left(\frac{h_2}{h_1}\right)^{\frac{h_1}{h_1-h_2}} = 1{,}435$; f_i – частота сигнала i –го НКА; τ_{ci} – измеренное время распространения сигнала от i – го НКА до НАП;

$$R_i = \sqrt{(x_{ci}-x)^2 + (y_{ci}-y)^2 + (z_{ci}-z)^2}$$

$$\sin(\alpha_i) = \frac{x(x_{ci}-x) + x(z_{ci}-z) + z(z_{ci}-z)}{\sqrt{x^2+y^2+z^2}\, R_i}$$

где: x, y, z – координаты НАП; x_{ci}, y_{ci}, z_{ci} – координаты i-го НКА.

Поскольку опорный генератор, находящийся на навигационной аппаратуре потребителя, не синхронен с опорным генератором, находящийся на навигационном

космическом аппарате, то существует расхождение временной шкалы между навигационной аппаратурой потребителя (НАП) и НКА, соответственно дальность между i-м НКА и НАП определяется по формуле

$$\tau_{ci}c = \sqrt{(x_{ci}-x)^2 + (y_{ci}-y)^2 + (z_{ci}-z)^2} + c\Delta t$$

где τ_{ci} – время распространения сигнала от i-го НКА до НАП; Δt – расхождения временных шкал между НАП и навигационной системой.

Задержка распространения сигнала от НКА до НАП зависит от геометрической дальности, от задержки распространения сигнала в ионосфере и тропосфере. Уравнение для определения задержки будет иметь вид

$$\tau_{ci} = \frac{R_i + S_i + \widetilde{S}_i}{c},$$

где: $\widetilde{S}_i$ – задержка распространения сигнала от i- го НКА до НАП в тропосфере.

Определить время распространения сигнала в ионосфере можно следующим способом, сначала необходимо измерить время распространения сигнала от НКА до НАП на двух частотах f_1 и f_2, а затем вычислить разность задержек этих сигналов на трассе по формуле $\delta\tau_i = \tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)$, равную разности дополнительных групповых задержек в ионосфере на разных частотах. В результате можно записать выражения

$$S_i = 1.531 \cdot c \cdot \left(\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)\right) \text{ для спутников системы ГЛОНАСС,} \quad (2)$$

$$S_i = 1.546 \cdot c \cdot \left(\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)\right) \text{ для спутников системы GPS.} \quad (3)$$

Используя выражение (1) и выражение (2) или (3), в зависимости от используемого спутника в текущей момент измерения, можно вычислить электронную концентрацию в ионосфере на пути прохождения сигнала от НКА до НАП.

На рис 1. приведен пример построения наблюдательного пункта включенного в общую сеть для прогноза землетрясения.

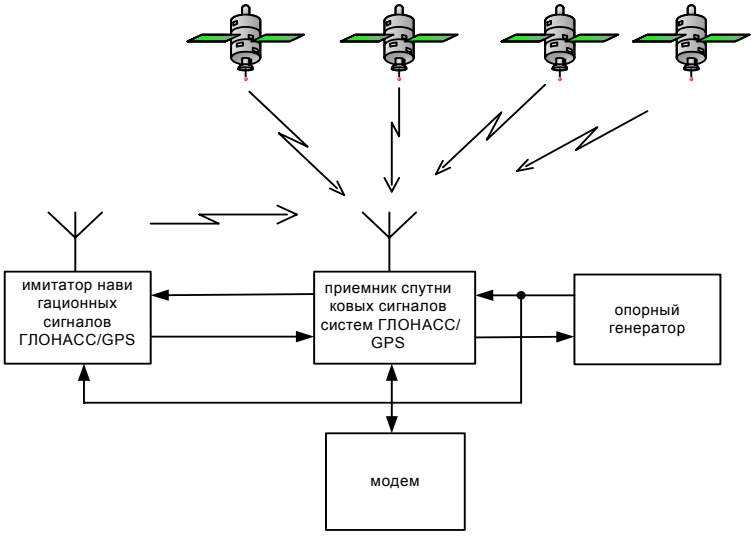


Рис. Пример построения наблюдательного пункта

Наблюдательный пункт состоит из:

• высокостабильного опорного генератора, например VCH предназначенный для формирования высокостабильного опорного сигнала непосредственно для навигационного приемника и имитатора навигационных сигналов;

• имитатора навигационных сигналов ГЛОНАСС и GPS предназначенного для проверки и калибровки приемника спутниковых сигналов;

• приемник спутниковых сигналов ГЛОНАСС/GPS предназначенный для измерения радионавигационных параметров (псевдодальности, псевдоскорости, фазового сдвига частоты и т.д.), а также приема навигационных сообщений со спутников;

• модем, осуществляющий связь между наблюдательным спутником и центром сбора и обработки информации.

В центре сбора и обработки информации проводится оперативное вычисление электронной концентрации в ионосфере. По совокупности полученных данных при условии, что расчетные значения электронной концентрации в ионосфере принимается решения о возможном предупреждении населения о предстоящем землетрясении.

Вывод: использование пунктов предсказания землетрясения основанных на применении приемников спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS оценивающих электронную концентрацию в ионосферном слое Земли позволяют дополнить существующие методы прогноза, что уменьшит вероятность пропуска возможных предвестников.

Список литературы

1. Патент RU 2170446, кл. G01V9/00, 2001 г.

2. Р.В. Бакитько, М.Б.Васильев, А.С. Виницкий. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов. – М.: «Радио и связь», 1993 г.

3. Патент RU №2313103 И.Н. Сушкин, «Способ одночастотного определения задержки сигналов навигационной спутниковой системы в ионосфере» 20.12.2007.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ ПРИ НАЛИЧИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В. В. Алтухова, К. В. Кухарук,
А. С. Глинченко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: toa12@yandex.ru

В работе рассмотрена возможность повышения точности измерения частотных характеристик объектов, вносящих нелинейные искажения, путем использования ограниченного по амплитуде полигармонического сигнала.

Перекрытие широкого диапазона частот при однократном тестовом воздействии на исследуемый объект достигается в измерителях частотных характеристик (ЧХ) объектов с помощью тестовых полигармонических сигналов (ПГС) с оптимальным соотношением фаз гармоник. Такие сигналы описываются выражением:

$$x(t) = \frac{X_m}{R} \sum_{k=1}^{L-1} \sin\left(2\pi f_k t + \varphi_k\right), \quad (1)$$

где $f_k = kF_1$ - частоты гармоник, кратные основной частоте F_1 (первой гармонике) с оптимально подобранными фазами φ_k из условия получения минимального значения пик-фактора сигнала R. Значение пик-фактора находится как максимальное по модулю значение ПГС при суммировании его гармоник единичной амплитуды. Отношение амплитуды ПГС X_m к пик-фактору R определяет значение амплитуды гармоник ПГС: $X_{1m} = X_m / R$.

Пик-фактор возрастает с увеличением числа гармоник L, что при ограниченном сверху динамическом диапазоне исследуемого объекта приводит к уменьшению амплитуд гармоник и снижению точности измерения вследствие уменьшения отношения сигнал/шум. Этим ограничивается максимальное число гармоник сигнала и коэффициент перекрытия частотного диапазона при заданном шаге (дискрете) изменения частоты F_1. Оптимальному соотношению фаз гармоник соответствует минимальное значение $R_{\min} = \sqrt{L}$. На практике при синтезе ПГС используется квазиоптимальное соотношение фаз гармоник, определяемое соотношением:

$$\varphi_k = \varphi_1 - \frac{2\pi}{L} \cdot \frac{k(k-1)}{2}. \quad (2)$$

Цифровой ПГС получается из (1) заменой непрерывного времени t на дискретное $t = nT_д$, где $T_д$ - период дискретизации ($f_д = \frac{1}{T_д}$ - частота дискретизации), и является функцией номера выборки $n = 0, 1 \ldots N-1$, где $N = f_д / F_1$ - длина реализации сигнала:

$$x(n) = \frac{X_m}{R} \sum_{k=1}^{L} \sin\left(\frac{2\pi}{N} kn + \varphi_k\right). \quad (3)$$

Выборки такого сигнала с частотой дискретизации $f_д$ выводятся на цифроаналоговый преобразователь и преобразуются в аналоговый сигнал (1).

Значение частоты дискретизации $f_д$ находится путем задания минимального числа выборок на периоде $L-ой$ гармоники сигнала $n_{т\min} : f_д = n_{т\min} L F_1$. Обычно $n_{т\min} \geq 2,5$.

При подаче ПГС на исследуемый объект амплитуды и фазы составляющих выходного сигнала $y(n)$ изменяются в соответствии с частотной характеристикой объекта, которая находится с помощью дискретного преобразования Фурье выходного и входного сигналов и вычисления их отношения:

$$H(jf_k) = Y(jf_k) / X(jf_k), \quad (4)$$

где $X(jf_k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$, $Y(jf_k) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$, $k = 0, 1 \ldots L-1$.

При применении ПГС возникает проблема, связанная с измерением ЧХ объектов, вносящих нелинейные искажения в выходной сигнал. Это, в частности, имеет место при измерении ЧХ реальных усилительных устройств, динамический диапазон которых ограничен допустимым уровнем нелинейных искажений сигнала.

Для измерения ЧХ таких объектов изучена возможность использования ПГС, ограниченного по амплитуде с помощью идеального цифрового ограничителя. Такой импульсный сигнал малочувствителен к нелинейности динамической характеристики исследуемого объекта, а изменения его спектра при прохождении через исследуемый объект обусловлены в основном инерционностью исследуемого объекта и отражают его частотные свойства.

Однако в результате ограничения ПГС амплитуды его гармоник становятся не одинаковыми и изменяются в определенных пределах. Путем моделирования ограниченного ПГС были получены графики его амплитудного спектра (рис. 1), показывающие, что соотношение амплитуд гармоник достигает значения 2.

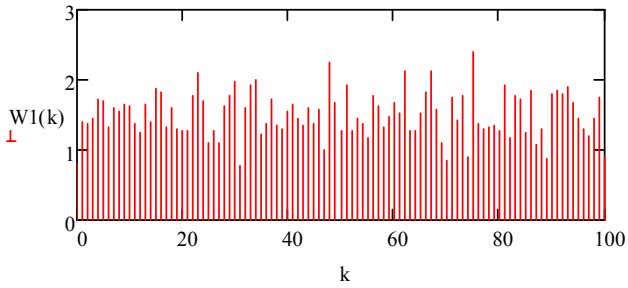


Рис. 1. Амплитудный спектр ограниченного ПГС

Вычислив предварительно амплитудный и фазовый спектры такого сигнала, можно с помощью (3) измерить ЧХ исследуемого объекта с нелинейными искажениями.

Для проверки данного способа измерения использована модель (рис.2) исследуемого объекта, включающая последовательно соединенные нелинейный элемент (НЭ) и интегрирующее звено (цифровой фильтр ЦФ).

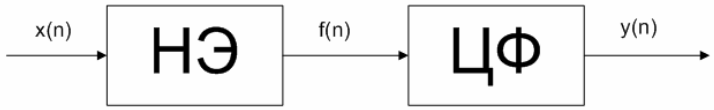


Рис. 2. Модель исследуемого объекта

Нелинейный элемент описывается амплитудной характеристикой вида:

$$y = \frac{1}{1-\alpha}\left[1-\alpha\frac{|x|}{R}\right]\frac{x}{R}.$$

С помощью параметра $\alpha \le 0,5$ задается степень его нелинейности (рис. 3).

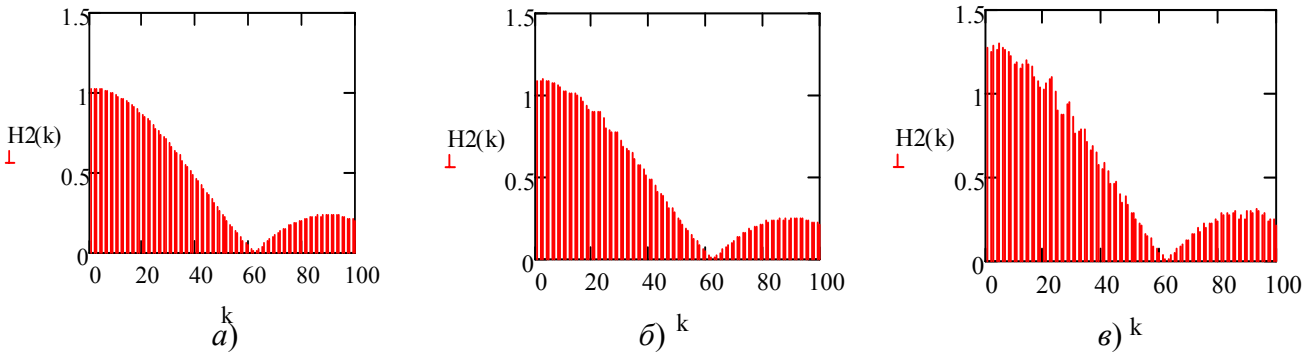


Рис. 3. Амплитудные характеристики нелинейного элемента при $\alpha = 0,1\,(а)$, $\alpha = 0,25\,(б)$, $\alpha = 0,5\,(в)$

Результаты моделирования показаны на ниже приводимых рисунках. На рис. 4 показана ЧХ цифрового фильтра, измеренная с помощью неограниченного ПГС при $\alpha = 0$, т.е. без влияния НЭ.

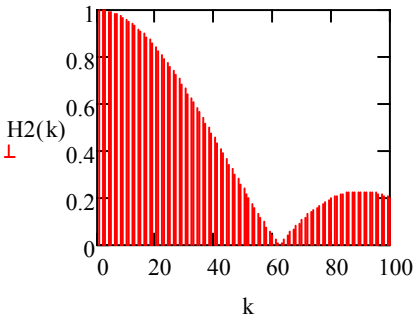
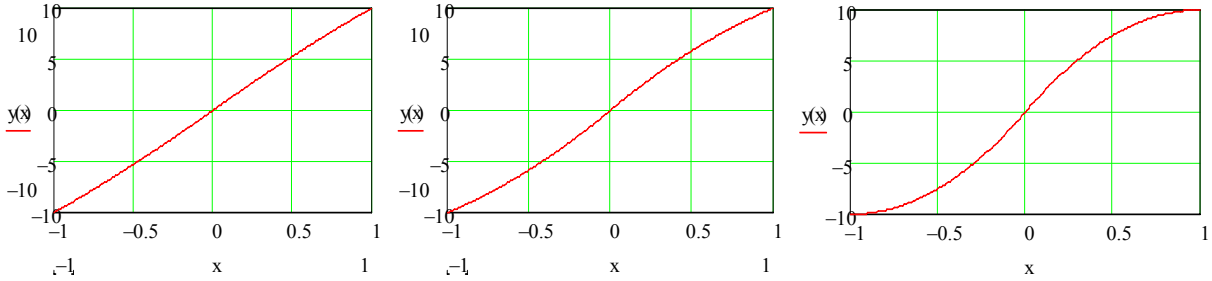


Рис. 4. ЧХ цифрового фильтра, измеренная с помощью неограниченного ПГС при $\alpha = 0$

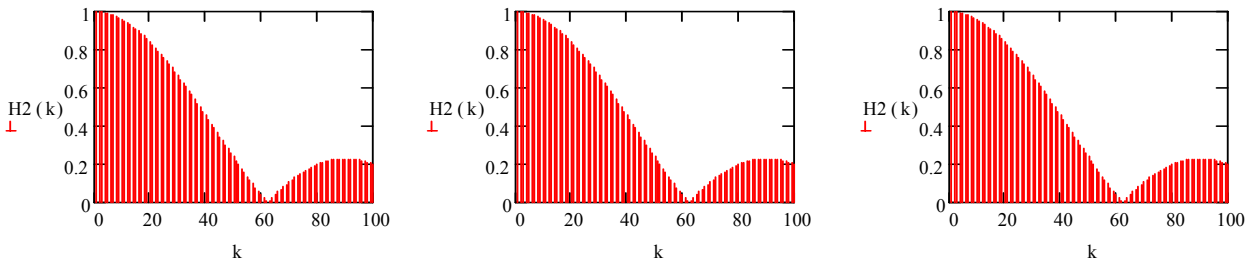
На рис. 5 приведены ЧХ цифрового фильтра, измеренные с помощью неограниченного ПГС, но при $\alpha = 0,1; 0,25; 0,5$. На измеренных ЧХ достаточно хорошо просматриваются искажения, вызываемые НЭ.



а) *б)* *в)*

Рис. 5. ЧХ ЦФ, измеренные с помощью неограниченного ПГС при $\alpha = 0,1\,(а),\ \alpha = 0,25\,(б),\ \alpha = 0,5\,(в)$

На рис. 6 приведены ЧХ ЦФ, измеренные с помощью ограниченного ПГС при тех же значениях α.



а) *б)* *в)*

Рис. 6. ЧХ ЦФ, измеренные с помощью ограниченного ПГС при $\alpha = 0,1\,(а),\ \alpha = 0,25\,(б),\ \alpha = 0,5\,(в)$

Влияние НЭ здесь практически незаметно даже при максимальном $\alpha = 0,5$.

Как видим, применение ограниченного ПГС позволяет расширить динамический диапазон и повысить точность измерения ЧХ объектов, которые адекватно представляются моделью рис. 2, в том числе реальных усилительных устройств.

Результаты данной работы могут быть использованы при разработке измерителей АЧХ и ФЧХ на базе ПК.

Секция «АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ»

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ *INDESYS*

С. Ю. Дорофеев, М. А. Песков, А. С. Барышников, С. Е. Кошевой,
И. М. Добуш, Ф. И. Шеерман, Л. И. Бабак

ООО «Элликс»
634045, Томск, ул. 19 Гвардейской дивизии 15-64,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, ул. Ленина, 40
E-mail: Dorofeev.Sergey@gmail.com

В данной статье рассматривается система интеллектуального проектирования *INDESYS*, предназначенная для реализации авторских методик для синтеза СВЧ-цепей.

Существующие САПР, предназначенные для проектирования аналоговых радиоэлектронных устройств (РЭУ), обычно решают только задачу моделирования, то есть расчёта характеристик по уже заданной схеме устройства. Обратный же процесс – синтез, то есть определение схемы РЭУ и параметров элементов по заданным требованиям к характеристикам, является очень сложной и пока не до конца решённой задачей.

В Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУР был создан комплекс экспериментальных программ синтеза СВЧ РЭУ, основанных на оригинальных авторских методиках. Программы были успешно использованы в ряде отечественных и зарубежных организаций для проектирования различных СВЧ устройств. Однако эти программные продукты, несмотря на то, что работают в одной предметной области, практически не имеют общей основы, обладают жёсткой внутренней структурой, в связи с чем их поддержка и развитие значительно осложнены. Для устранения указанных недостатков в настоящее время в ЛИКС разрабатывается единая интеллектуальная система автоматизированного проектирования (синтеза) СВЧ устройств INDESYS (Intelligent Design System) [1].

В основу системы положен ряд разработанных авторами новых подходов, в том числе декомпозиционный метод синтеза СВЧ активных устройств, процедура решения систем нелинейных неравенств на основе построения проекций многомерных областей, оригинальные интерактивные процедуры «визуального» проектирования пассивных цепей монолитных интегральных устройств (МИУ) на базе технологии «визуальных вычислений» [2], автоматический синтез пассивных и активных СВЧ цепей на основе генетических алгоритмов (ГА) [3], подход к проектированию СВЧ МИУ на основе преобразования моделей элементов [2].

Система INDESYS обеспечит синтез широкого класса активных СВЧ устройств, в том числе транзисторных усилителей различных типов, полупроводниковых управляющих устройств (аттенюаторов, фазовращателей, амплитудных и фазовых манипуляторов), а также пассивных согласующих (СЦ), корректирующих цепей (КЦ) и фильтров. При этом система создается не только как средство синтеза указанных классов СВЧ устройств, но и может легко дополняться новыми методами, адаптироваться под другие типы решаемых задач и другие типы проектируемых устройств [1].

В отличие от существующих программных продуктов, разрабатываемая система разрешает, во-первых, генерировать принципиальную схему и топологию устройства по поставленным требованиям и, во-вторых, позволяет точно учесть на этапе синтеза потери и паразитные параметры монолитных интегральных элементов. Преимущества разрабатываемой интеллектуальной системы автоматизированного проектирования СВЧ МИУ по сравнению с существующими программами состоят в следующем.

1) Благодаря использованию декомпозиционного подхода она позволит решить на единой основе задачи схемотехнического синтеза для широкого класса СВЧ МИУ.

2) Синтез разных типов МИУ выполняется при учете полного комплекса характеристик устройств.

3) При проектировании возможно получение нескольких различных вариантов схемы устройства, причем полностью контролируются структуры и значения элементов синтезируемых устройств. Это позволяет получить практически реализуемые схемы и выбрать среди них оптимальные по определенным показателям.

4) Сочетание автоматической генерации схем и интерактивного «визуального» проектирования обеспечивает гибкость и расширяет возможности системы для пользователей различного уровня.

5) Благодаря применению интеллектуальных подходов («визуальное» проектирование, генетические алгоритмы) использование системы будет простым и не потребует длительного обучения и высокой квалификации пользователя.

Таким образом, разрабатываемая программная система позволит значительно повысить эффективность проектирования СВЧ МИУ, то есть упростить и ускорить процесс проектирования, улучшить качественные показатели разрабатываемых устройств.

В качестве основы для построения системы был использован шаблон проектирования программных систем (паттерн) Model-View-Controller («Модель-Вид-Контроллер»), активно использовались и другие паттерны. Разработка велась с использованием языка описания моделей UML (Unified Model Language) в программе Enterprise Architect. Всего в ходе работы над системой было разработано более 70 UML-диаграмм классов, 12 UML-диаграмм вариантов использования программ, 20 UML-диаграмм деятельности. По данным диаграммам был сгенерирован каркасный код на языке C# платформы .NET Framework. Данный код в дальнейшем наполнялся функциональным кодом. После реализации каждого класса и модуля разрабатывался модульный тест с использованием инструмента NUnit.

В процессе разработки активно использовалось средство многопользовательской разработки и контроля версий SVN Tortoise, проводилось регулярное архивирование исходных кодов и UML-диаграмм и документации, использовалась система учёта ошибок и пожеланий пользователей Trac, разработан и внедрён внутренний стандарт качества программного кода. Именно такой подход к организации процесса разработки и тщательное проектирование структуры программы позволили разработать сложную программную систему, содержащую на данный момент около 1000 различных классов и интерфейсов (без учёта используемых сторонних компонентов).

Чтобы обеспечить возможность использования системы в качестве основы для реализации широкого спектра задач в области проектирования (синтеза) и характеризации (измерения параметров) различных СВЧ устройств, было решено разделить её на два уровня.

Первый (базовый) уровень Indesys Framework содержит общие механизмы, необходимые для реализации специфики данной предметной области: комплексная

арифметика, логическое и геометрическое представление радиоэлектронных цепей, алгоритмы моделирования и расчета характеристик цепей, алгоритмы оптимизации, задание ограничений, расчёт целевых функций, управление измерительной аппаратурой через стандартные протоколы VISA и др. Кроме того, этот уровень реализует общий пользовательский интерфейс, построенный на библиотеке пользовательских элементов управления DXperience фирмы DevExpress, а именно – главное окно программы, дерево проекта, средства отображения данных (графические диаграммы - прямоугольная, полярная и Вольперта-Смита, таблицы), общие диалоговые формы: задания рабочих частот, требований к характеристикам, единиц измерения физических величин и т.д.

Доступ к этому уровню обеспечивается через набор внешних программных интерфейсов Indesys Framework API. Для обеспечения возможности автоматизации системы конечным пользователем в неё встроен скриптовый редактор Indesys ScriptEditor, позволяющий разрабатывать программы на языках C# и Visual Basic .NET. С помощью этого редактора пользователь может разработать программу, которая позволяет задать последовательность определённых действий в системе через использования программных интерфейсов уровня Indesys Framework. Это является особенно удобным при работе с измерительной аппаратурой – например, можно разработать программный скрипт, который снимает данные с прибора, обрабатывает их и выводит результаты в виде графиков. В Indesys ScriptEditor пользователь даже может реализовать собственный алгоритм синтеза устройства заданного класса. Кроме того, Indesys Framework API доступен для внешних программ, что позволяет обеспечить интеграцию с ними, а также разработку программных расширений для системы INDESYS.

Второй уровень системы INDESYS является надстройкой над уровнем Indesys Framework и содержит авторские методы синтеза различных типов СВЧ устройств. Методы реализованы в виде динамических подключаемых модулей (плагинов), которые могут содержать как конкретные алгоритмы методов синтеза, так и собственный пользовательский интерфейс. Кроме того, плагин может встраивать в систему свои панели инструментов, меню и MDI-окно, с помощью которых пользователь управляет процессом синтеза. Управление системой происходит через Indesys Framework API.

В настоящий момент реализован интерактивный визуальный метод синтеза СЦ и КЦ, активно разрабатывается синтез СЦ, фильтров и усилителей на основе генетических алгоритмов. Осуществлена интеграция системы INDESYS с одной из самых распространённых САПР СВЧ-устройств - Microwave Office (MWO) фирмы Applied Wave Research. При этом возможен экспорт в среду MWO цепей, синтезированных в системе INDESYS, а также импорт результатов, полученных с помощью алгоритмов моделирования MWO, обратно в систему INDESYS. Такой способ интеграции позволяет использовать при синтезе устройств стандартные модели элементов в библиотеках MWO. Кроме того, становится возможным использовать механизмы автоматического построения топологии СВЧ устройств, имеющиеся в среде MWO. Следует отметить, что ЛИКС ТУСУР на сегодняшний день является единственным на территории СНГ обладателем набора инструментов разработчика (SDK) для программы MWO с правом создания для неё собственных библиотек моделей элементов.

Благодаря описанным выше подходам система INDESYS позволит значительно повысить эффективность проектирования СВЧ МИУ, то есть упростить и ускорить процесс проектирования, улучшить качественные показатели разрабатываемых устройств, а также снизить требования к квалификации разработчиков.

Работа поддержана грантами международной организации INTAS (№06-1000024-9199), Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ №06-07-96916 и №1608-07-99034), «Бизнес-старт с Microsoft», «У.М.Н.И.К.» и «Ползуновские гранты».

Список литературы

1. С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак Организация универсальной программной системы для синтеза радиоэлектронных устройств на основе генетического алгоритма // Доклады Томского Государственного Университета Систем Управления и Радиоэлектроники. Томск Декабрь 2007 №2 (16). — С.151–156.

2. Шеерман Ф.И., Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование согласующих цепей для СВЧ монолитных интегральных устройств // 18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2008). Севастополь, 8-12 сентября 2008 г.: Материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2008. – Т. 1. – С. 131–132.

3. Дорофеев С.Ю., Бабак Л.И. Синтез согласующих цепей на сосредоточенных и распределённых элементах с использованием генетического алгоритма // 18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2008). Севастополь, 8-12 сентября 2008 г.: Материалы конф. – Севастополь: Вебер, 2008. – Т. 1. – С. 133–134.

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СВЧ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ INDESYS

С. Е. Кошевой, С. Ю. Дорофеев, Л. И. Бабак

ООО «Элликс»
634045, Томск, ул. 19 Гвардейской дивизии 15-64,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, ул. Ленина, 40
E-mail: Sergey.Koshevoy@gmail.com

Рассматривается подход к структурному синтезу СВЧ радиоэлектронных устройств на основе генетических алгоритмов с использованием шаблонов для описания структуры цепи. Описывается реализация подхода в интеллектуальной системе автоматизированного проектирования (синтеза) СВЧ устройств Indesys.

Большинство современных систем автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронных устройств (РЭУ) позволяют решать только задачу моделирования (расчёта характеристик) по уже заданной схеме устройства. Синтез РЭУ, то есть определение схемы устройства и параметров элементов по заданным требованиям к характеристикам, является сложной и актуальной задачей.

Приведенные обстоятельства, наряду с быстро возрастающей потребностью современного общества в создании СВЧ устройств и систем для применения в различных областях, а также явной нехваткой квалифицированных специалистов, указывают на актуальность разработки теории, методов, алгоритмов и программного обеспечения для автоматизированного решения задачи синтеза СВЧ устройств.

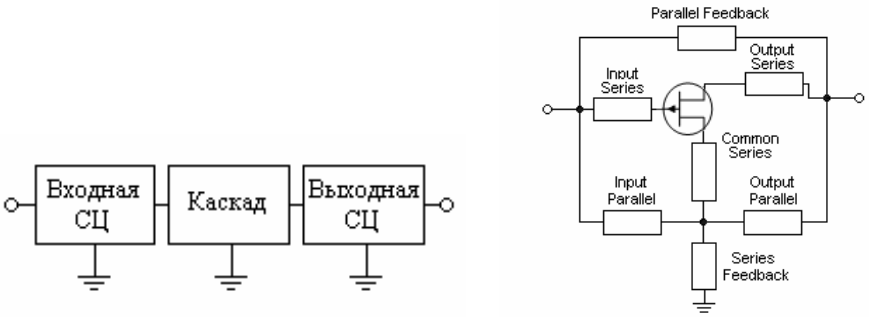
В последние десять лет были предложены новые подходы к решению общей задачи синтеза РЭУ, базирующиеся на современных достижениях в области искусственного интеллекта (применение баз знаний, эволюционного поиска на основе генетических алгоритмов и генетического программирования, глобальных методов оптимизации, нейронных сетей и др.) [1]. Наибольший интерес представляет синтез цепей и устройств на основе генетических алгоритмов (ГА).

В лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) разрабатывается интеллектуальная программная система Indesys (Intelligent Design System). В ней реализуется синтез СВЧ устройств с использованием различных методов, в том числе на основе ГА.

Одним из отличий ГА по сравнению с классическими (детерминированными) методами оптимизации является то, что они оперируют не с единственным решением, а с целой совокупностью (популяцией) решений [2]. Второй особенностью является использование одновременно стратегий детерминированного и случайного поиска. Это делает ГА более эффективными при поиске глобально-оптимальных решений в задачах высокой размерности, а также менее подверженными сходимости к локальным оптимумам, чем традиционные оптимизационные методы.

С недавнего времени в задачах синтеза цепей с использованием ГА все более частое применение находят так называемые морфологические методы описания структуры синтезируемых устройств. Суть этих методов заключается в определении пространства поиска, которое называется *морфологическим множеством* (множеством альтернатив). Такое множество должно содержать все структурные решения устройств рассматриваемого класса, как реально существующие, так и потенциально возможные. Морфологическое множество можно представить в виде многоуровневых морфологических таблиц или морфологических «и/или» деревьев, на которых будет проводиться поиск рациональных технических решений [3].

Рассмотрим реализацию синтеза СВЧ устройств на основе ГА в программной системе Indesys. Для представления радиоэлектронных цепей используется паттерн «компоновщик» (шаблонный подход). Использование данного паттерна позволяет строить сложные схемы из более простых компонентов. Проектировщик может сгруппировать простые компоненты для формирования более сложных, которые, в свою очередь, могут стать основой для создания еще более сложных. При этом он работает как с простыми, так и со сложными (составными) компонентами единообразно. Использование паттерна «компоновщик» позволяет существенно упростить разработку приложения, так как не придется проводить различие между простыми и составными объектами. В качестве примера можно рассмотреть усилитель с согласующими цепями (СЦ) (рис. 1).



а) б)

Рис. 1. Шаблон усилителя с согласующими цепями

На рисунке показано, что шаблон «усилитель» (рис. 1а) состоит из трех шаблонов

более низкой иерархии: входная СЦ, выходная СЦ и усилительный каскад. В свою очередь, шаблон «каскад» (рис. 1б) состоит из семи шаблонов, один из которых является самым низкоуровневым шаблоном – транзистором, а шесть других также могут включать в себя другие шаблоны. Использование паттерна «компоновщик» системе Indesys также обеспечивают высокую скорость моделирования СВЧ устройств. Это достигается за счёт использования прямых аналитических формул, позволяющих вычислить параметры устройства на основе параметров составляющих компонентов. Скорость моделирования очень важна в итерационных алгоритмах синтеза, которыми являются ГА.

Для описания всех возможных вариантов структур (обобщённых моделей различных типов СВЧ устройств) используется морфологическое «и/или» дерево. Морфологические деревья позволяют описать обобщённую структуру любого типа устройств в виде иерархии наборов топологических соединений компонентов. Связью «или» описываются альтернативные варианты топологий в том или ином шаблоне, связью «и» описываются соединения шаблонов. Те шаблоны, которые связаны по «и» связи, являются обязательными для вышестоящего по иерархии шаблона, те же, которые описываются «или» связью, образуют наборы альтернативных шаблонов, которые могут как присутствовать в синтезируемом устройстве, так и отсутствовать. Устройство имеет детерминированную структуру тогда и только тогда, когда в морфологическом дереве остаются только «и» связи, и по одной «или» связи для каждого из набора альтернатив. Таким образом, именно благодаря «или» связям в морфологическом дереве обеспечивается многовариантность при структурном синтезе.

В качестве примера, рассмотрим морфологическое дерево для описанного выше усилителя (рис. 2). На приведённом рисунке приняты следующие обозначения: в виде прямоугольников показаны топологические шаблоны, в виде эллипсов – конечные элементы с назначенными диапазонами варьирования. Сплошная линия означает связь типа «и», пунктирная стрелка – связь типа «или». Как следует из рисунка, усилитель обязательно должен содержать входную и выходную СЦ и усилительный каскад. Входная СЦ должна состоять из двух звеньев. Первое звено может содержать две топологии соединения: последовательное включение 2-полюсника «или» короткозамкнутое включение четырёхполюсника. В свою очередь, последовательное включение 2-полюсника может содержать резистор «или» конденсатор «или» индуктивность. Короткозамкнутое включение 4-полюсника может содержать только полосковую линию передачи, так как других «или» связей не представлено.

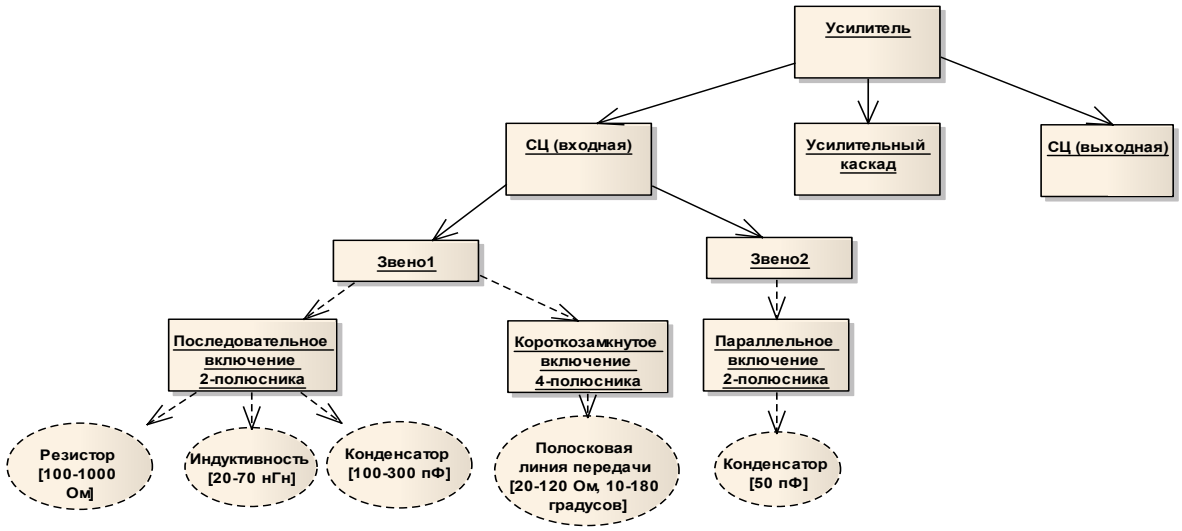


Рис. 2. Часть морфологического дерева усилителя с согласующими цепями

Второе звено может содержать лишь параллельно включённый конденсатор номиналом 50 пФ. Данный пример наглядно демонстрирует, что морфологические деревья позволяют полностью контролировать каждый компонент синтезируемой цепи: как его возможные структуры, так и диапазоны варьирования номиналов элементов.

В упрощенном виде процесс синтеза с помощью ГА СВЧ устройств, структура которых описана в морфологическом дереве, содержит следующие основные этапы:

1) путем рекурсивного обхода морфологического дерева формируется максимальный набор параметров, описывающих структуру, а также параметров, описывающих номиналы элементов устройства;
2) по набору этих параметров (количество параметров, их минимальные и максимальные значения) настраивается ГА и генерируется случайным образом начальное поколение особей, описывающих различные варианты устройства;
3) выполняются операторы скрещивания и мутации особей, таким образом, формируется новая популяция;
4) происходит декодирование особей и вычисление ЦФ для каждой из них;
5) выполняются сортировка и отбор наиболее приспособленных особей по значению ЦФ;
6) проверяется условие останова – если пользователя удовлетворяет набор полученных решений, по его сообщению синтез останавливается, в противном случае происходит переход на пункт 3.

На данном этапе в системе Indesys реализовано представление схем в виде шаблонов, описание структуры синтезируемых устройств в виде морфологических деревьев, структурно-параметрический синтез согласующих цепей с помощью ГА. На следующей стадии разработки планируется реализовать структурно-параметрический синтез усилителей.

Работа поддержана грантами международной организации INTAS (№06-1000024-9199), Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ №06-07-96916 и №1608-07-99034), «Бизнес-старт с Microsoft», «У.М.Н.И.К.» и «Ползуновские гранты».

Список литературы

1. *С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак* Организация универсальной программной системы для синтеза радиоэлектронных устройств на основе генетического алгоритма // Доклады Томского Государственного Университета Систем Управления и Радиоэлектроники. Томск Декабрь 2007 №2 (16). — С.151–156.

2. *Панченко Т.В.* Генетические алгоритмы / под ред. Ю.Ю. Тарасевича. — Астрахань: Астраханский университет, 2007. — 87 с.

3. *Акимов С.В.* Исследование и разработка методов структурно-параметрического синтеза линейных транзисторных усилителей СВЧ: Автореф. дис. канд. техн. наук / СПбГУТ, 2002.

ПРОГРАММА ВИЗУАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ И СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ INDESYS-LM

А. С. Барышников, М. А. Песков, Ф. И. Шеерман, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
634050, Томск, ул. Ленина, 40
E-mail: a.s.baryshnikov@gmail.com

Описана программа визуального проектирования корректирующих и согласующих цепей СВЧ монолитных интегральных устройств Indesys-LM. Программа реализована на основе универсальной платформы Indesys Framework.

В Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем ТУСУР ведется разработка интеллектуальной системы автоматизированного проектирования (синтеза) СВЧ устройств Indesys (Intelligent Design System) [1]. Система создается как программная среда, позволяющая выполнить синтез пассивных и активных СВЧ устройств различного типа, и строится на базе универсальной платформы Indesys Framework [1].

В настоящем докладе описывается реализованная в составе системы Indesys программа визуального проектирования корректирующих (КЦ) и согласующих (СЦ) цепей на монолитных интегральных (МИ) элементах Indesys-LOCUS-MMIC (Indesys-LM). Процедура проектирования КЦ и СЦ является интерактивной и основана на методе преобразования моделей элементов [2]. Фактически программа Indesys-LM интегрирована с коммерческой системой автоматизированного проектирования СВЧ устройств Microwave Office (MWO). Эти две программы образуют единую среду проектирования [2], при этом используются библиотеки моделей монолитных элементов и алгоритмы моделирования, имеющиеся в MWO.

Программа Indesys-LM предназначена для визуального проектирования монолитных КЦ и СЦ, входящих в состав различных линейных и нелинейных активных устройств ВЧ и СВЧ диапазона, таких как усилители, смесители, умножители, активные фильтры, конверторы иммитанса и др. Могут быть спроектированы пассивные двухполюсные цепи (например, цепи обратной связи, коррекции и т.д.), а также реактивные четырехполюсные согласующие и выравнивающие цепи, нагруженные с одной стороны на резистивную нагрузку. Программа позволяет проектировать цепи умеренной сложности (от 1 до 6 элементов), при этом пассивные МИ-элементы описываются точными моделями, учитывающими потери и паразитные параметры. Кроме того, учитывается влияние соединительных элементов монолитной цепи (соединительные линии, тройники, повороты, заземляющие отверстия) на результирующие характеристики.

Программа Indesys-LM имеет модульную структуру, при этом разделение на модули происходит по функциональному признаку, что способствует минимизации числа межмодульных связей и, следовательно, уменьшению сложности. В таблице приведено краткое описание модулей.

Для осуществления проектирования монолитных КЦ и СЦ система Indesys-LM использует специальные модули TRANSLOCUS и TRANSFORMER [2]. Посредством данных модулей и осуществляется взаимодействие системы MWO и Indesys-LM (рис. 1).

Рассмотрим схему взаимодействия более подробно. Управление проектированием осуществляется через интегрированный интерфейс пользователя Indesys-LM. Из

программы Indesys-LM в модуль TRANSLOCUS поступают текущие параметры выбранной идеальной цепи (т.е. цепи на идеальных элементах): номер схемы цепи и номиналы элементов. Предварительно пользователь должен выбрать для каждого идеального элемента его физическую реализацию. Например, для идеальной индуктивности это может быть реализация в виде круглой или квадратной спирали либо отрезка микрополосковой линии.

Таблица 1

Описание модулей среды Indesys-LM

Название модуля	**Описание**
Locus.Plugin	Базовый модуль, осуществляет управление как пользовательским интерфейсом, так и состоянием текущего проекта в системе Indesys через Indesys Framework API.
Locus.Graph	Модуль предназначен для вывода на дисплей областей допустимых значений (ОДЗ) и годографов входного иммитанса цепей на идеальных и монолитных элементах. Модуль реализован на основе двух компонентов AxRectangular и AxDiagram [3].
Locus.Controls	Модуль содержит компоненты интерфейса (диалоговые окна, панели, настройки и т.д.) плагина. Интерфейс интегрируется в систему Indesys через Indesys Framework API.
Locus.CircuitLibrary	Модуль содержит библиотеку типовых схем КЦ и СЦ, используемых в качестве шаблонов.

Модуль TRANSLOCUS вызывает среду MWO на основе технологии взаимодействия приложений COM-Automation и формирует в ней монолитный аналог цепи, используя вместо идеальных элементов соответствующие модели МИ-элементов. Эти элементы называются изменяемыми (имеется в виду, что их параметры будут изменяться вместе с изменением элементов идеальной цепи).

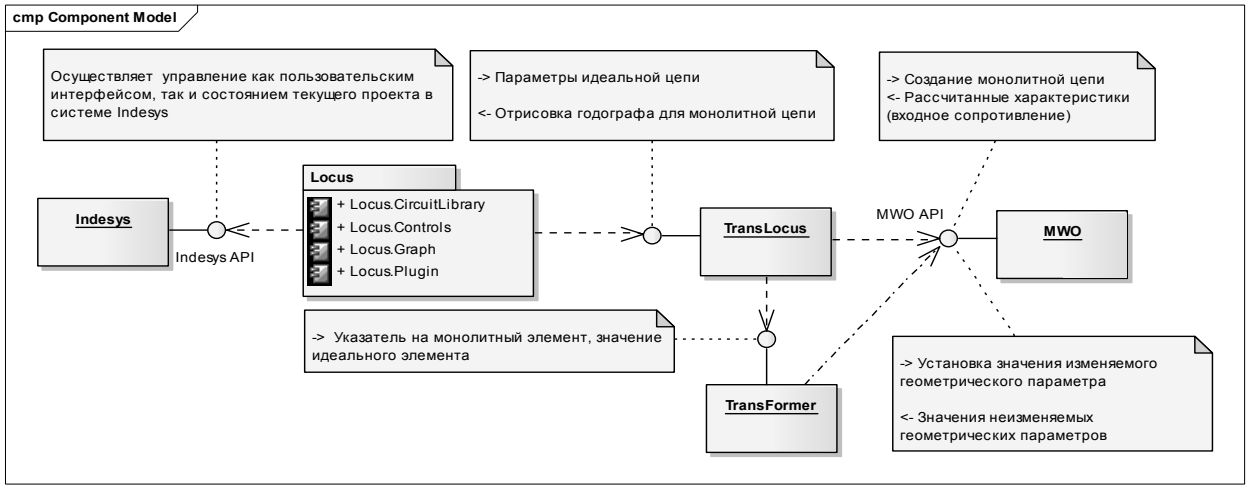


Рис. 1. Схема взаимодействия программы Indesys-LM
и среды моделирования MWO

По значениям идеальных элементов модуль TRANSLOCUS вычисляет геометрические параметры МИ-элементов. Для этого он вызывает универсальный модуль TRANSFORMER. На вход последнего модуля поступает указатель на МИ-элемент в среде MWO и значение соответствующего ему идеального элемента. Модуль считывает неизменяемые геометрические параметры МИ-элемента, с использованием формул преобразования вычисляет значение изменяемого геометрического параметра и устанавливает рассчитанное значение в среде MWO. В результате формируется топология монолитной цепи, которая отображается в MWO.

После получения топологии модуль TRANSLOCUS запускает процедуру моделирования МИ-цепи в среде MWO. В результате вычисляются и выводятся в виде графиков необходимые характеристики монолитной цепи. Рассчитанные значения импеданса МИ-цепи передаются в среду Indesys-LM, где по ним строится годограф импеданса (рис. 2).

Пользователь визуально проверяет, достигнута ли цель проектирования, т.е. находятся ли все точки годографа для монолитной цепи в соответствующих ОДЗ, является ли удовлетворительной топология цепи (например, все ли элементы цепи имеют практически реализуемые размеры), удовлетворяют ли поставленным требованиям дополнительные характеристики цепи. Интерактивный процесс проектирования продолжается до тех пор, пока не будут выполнены требования к проектируемой цепи.

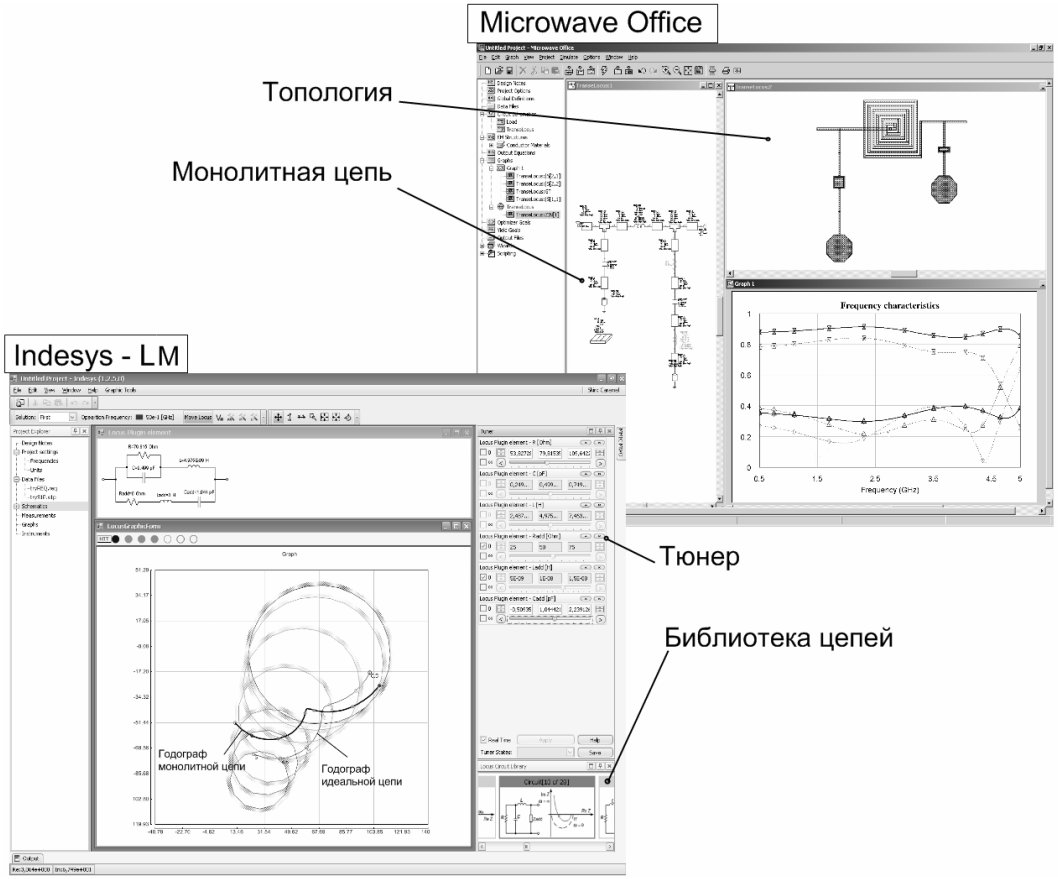


Рис. 2. Интерфейс программной среды Indesys-LM и MWO при совместном использовании

Реализация интегрированной среды на основе платформы Indesys Framework показала эффективность использования модульного подхода для решения прикладных

задач. Благодаря тому, что в Indesys Framework содержится большое число общих компонент, используемых при проектировании СВЧ устройств различных классов, на этой платформе в короткие сроки можно реализовать программы синтеза конкретных типов СВЧ устройств.

Работа поддержана грантами международной организации INTAS (№06-1000024-9199) и Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ №06-07-96916 и №1608-07-99034)

Список литературы

1. Дорофеев С.Ю., Песков М.А., Барышников А.С., Кошевой С.Е., Добуш И.М., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И. Интеллектуальная система автоматизированного проектирования свч-устройств Indesys // Наст. сб.

2. Шеерман Ф.И., Бабак Л.И., Зайцев Д.А. Интегрированная среда «визуального» проектирования корректирующих и согласующих цепей монолитных СВЧ устройств // Известия Томского политехнического университета. Издательство ТПУ – 2006. – Т. 309. № 8. – С. 166.

3. Барышников А.С., Песков М.А., Модули вывода результатов анализа СВЧ-устройств // Четвертая международная научно-практической конференция “Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития”. - Томск: изд-во В-Спектр, 2007. Ч.2. – С. 119–121.

ПРОБЛЕМА ПЛАНИРОВАНИЯ ИМИТАЦИОННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА И СИНТЕЗА БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ ПРИ ИМИТАЦИОННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ РАЗРАБАТЫВАЕМЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

Е. А. Быков, К. А. Аксенов

Уральский государственный технический университет – УПИ
660002, Екатеринбург, ул. Мира, 19
E-mail: speedmaster@inbox.ru

В работе приводятся краткие сведения о планировании имитационных экспериментов в задачах с большим количеством входных факторов, оказывающих существенное влияние на целевую функцию, то есть в тех системах, где проведение полнофакторного эксперимента невозможно в виду колоссальных затрат вычислительных и временных ресурсов. Затрагивается тема автоматизированного синтеза бизнес-процессов. В заключении приведены сведения о разрабатываемом модуле планирования имитационного эксперимента мультиагентных процессов преобразования ресурсов.

Разработка ПО связана со многими рисками: невыполнение сроков, превышение бюджета, текучесть кадров и т.п. Повысить качество и надежность разработки и проектирования программного обеспечения поможет использование формализованных методов описания проектных решений. Решение задачи интеграции имитационного, экспертного, ситуационного и мультиагентного моделирования, а также функционального и объектно-ориентированного подхода, позволило реализовать CASE-средство BPsim.SD, входящее в семейство продуктов BPsim [1-2], упрощающее процесс разработки программного обеспечения автоматизированных систем [3].

Имитационное моделирование работы автоматизированной системы является существенной частью разработки прототипа системы при использовании семейства продуктов BPsim.

Имитационное моделирование как метод моделирования используется для исследования сложных стохастических систем и процессов, которые не могут быть описаны в известных классах формальных моделей. Имитационный (вычислительный) эксперимент над построенной имитационной моделью является заменой эксперимента над реальным объектом в случаях, когда реальный эксперимент невозможен, слишком дорог или статистические данные о поведении реального объекта не могут быть использованы для традиционного моделирования (условия существования объекта слишком изменяются) [4].

При разработке автоматизированной системы имитационное моделирование её работы позволяет учесть большое число факторов, улучшить её потребительские качества. Однако учёт большого числа факторов сопряжён с необходимостью варьирования большого числа параметров системы для нахождения оптимального результата целевой функции, что приводит к необходимости многократного проведения имитационного эксперимента.

При проведении имитационного эксперимента с целью поиска оптимума целевой функции аналитики непременно сталкиваются с проблемой интеграции результатов, полученных в ходе множественных экспериментов, а также с высокой нагрузкой на вычислительные системы при ненаправленном многофакторном поиске. Для увеличения скорости принятия решения и эффективного проведения имитационного моделирования необходимо привлекать планирование имитационного эксперимента.

В терминологии планирования экспериментов входные переменные и структурные допущения, составляющие модель, называются факторами, а выходные показатели работы — откликами. Решение о том, какие параметры и структурные допущения считать фиксированными показателями модели, а какие экспериментальными факторами, зависит скорее от целей исследования, а не от внутреннего вида модели. Кроме того, при имитационных исследованиях часто интерес представляют несколько различных откликов или показателей работы.

Факторы могут быть либо количественными, либо качественными. Количественные факторы, как правило, предполагают численные значения, тогда как качественные факторы обычно являют собой структурные допущения, которые не измеряются количественно. Следует заметить, что у некоторых факторов различие может быть неясно.

Варьирование качественных факторов ставит задачу синтеза бизнес-процессов в тех случаях, когда в роли качественных факторов выступают отдельные операции, части процесса, альтернативные варианты. Нужно отметить, что многие реальные задачи включают как количественные, так и качественные факторы, и невозможно решать задачу, учитывая единственный тип факторов.

При моделировании перед выполнением прогонов модели планирование экспериментов позволяет решить, какие именно конфигурации следует создавать, чтобы получить нужную информацию при наименьшем объеме моделирования. Тщательно проработанные эксперименты гораздо более эффективны, чем выполняемая наугад последовательность прогонов, в ходе которых мы просто не систематически проверяем ряд альтернативных конфигураций, чтобы увидеть, что при них происходит. Когда мы узнаем больше о поведении модели (в частности, о том, какие факторы действительно существенны и как они влияют на отклики системы), можно будет двигаться дальше и более точно сформулировать цели моделирования. Часто бывает необходимо определить оптимальную комбинацию уровней факторов, максимизирующих или минимизирущих отклик. Для решения таких задач используются самые разнообразные методы.

Кто-то может посчитать имитационные эксперименты всего лишь своего рода экспериментированием вообще, хотя они имеют ряд особенностей, благодаря которым выгодно отличаются от обычных физических экспериментов, проводимых в науке, промышленности или сельском хозяйстве и традиционно использующихся в качестве примеров в литературе по планированию экспериментов.

- У нас есть возможность управлять такими факторами, как интенсивность прибытия клиентов, которые в реальности контролировать нельзя. Таким образом мы можем исследовать гораздо больше видов случайностей, чем при проведении физических опытов с системой.

- Другой аспект расширения возможностей управления моделирующими экспериментами связан с детерминированным характером генераторов случайных чисел. При моделировании можно контролировать сам источник изменчивости в отличие от физических экспериментов, результат которых зависит от реальных обстоятельств.

- В большинстве физических экспериментов важно рандомизировать условия эксперимента (комбинации факторов) и порядок выполнения работ (последовательность, в которой применяются условия эксперимента), чтобы избежать систематических изменений, связанных с условиями эксперимента, например, из-за постепенного увеличения температуры воздуха в лаборатории в ходе последовательных биологических опытов, при которых не обеспечивается термоизоляция. Рандомизация в имитационных экспериментах не нужна, при условии, что генераторы случайных чисел работают правильно.

Окончательный результат анализа имитационной модели состоит в поиске комбинации входных факторов, оптимизирующих (максимально увеличивающих или сводящих к минимуму по необходимости) основной выходной показатель работы. Например, в модели может быть экономический показатель, такой как прибыль или расходы, который нам нужно максимально увеличить или свести к минимуму по всем возможным значениям входных факторов.

В целом рассматриваемые входные факторы могут включать дискретные количественные переменные, непрерывные количественные переменные или качественные переменные. Хотя при моделировании можно найти оптимальные значения как управляемых, так и неуправляемых входных переменных, основное внимание в большинстве случаев сосредоточивается на тех входных переменных, которыми можно управлять за счёт устройства системы или режима эксплуатации [5].

На основе теоретических сведений о планировании эксперимента и динамической системы мультиагентных процессов преобразования ресурсов BPsim.MAS [1] разрабатывается модуль планирования имитационного эксперимента и синтеза мультиагентного процесса. Модуль позволяет ввести исходные данные большого количества имитационных экспериментов для заданных моделей выбранной предметной области. Пользователь имеет

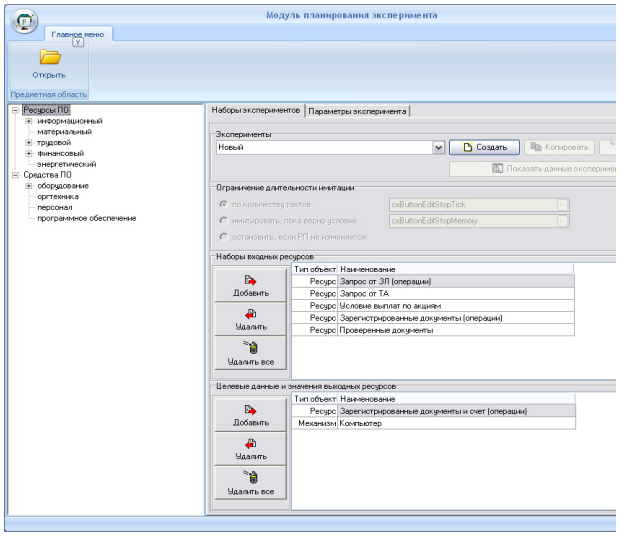


Рис.1. Модуль планирования эксперимента

возможность задать любые параметры модели (ресурсы, механизмы) по каждому циклу экспериментов. В каждом цикле задаётся необходимое количество вариантов входных условий.

Пользовательский интерфейс модуля планирования приведён на рисунке 1. В настоящий момент ведутся работы по автоматизированному синтезу бизнес-процессов. Модуль позволит на основе входных данных проводить моделирование и формировать оптимальную структуру процесса.

Список литературы

1. K.A. Aksyonov, E.F. Smoliy, N.V. Goncharova, A.A. Khrenov, A.A. Baronikhina, Development of Resource Conversion Processes Model and Simulation System // Proceedings of the EUROCON 2005. – Serbia & Montenegro, Belgrad. 2005. – p.1722-1725.

2. Аксенов К.А., Попов М.В., Смолий Е.Ф., Доросинский Л.Г., Динамическая система моделирования и проектирования мультисервисных сетей связи «BPsim3» // Имитационное моделирование. Теория и практика: Материалы третей Всероссийской научн.-практ. конф. – Санкт-Петербург, ФГУП ЦНИИ технологии судостроения, 2007. Т.1. – С.253-257.

3. K. A. Aksyonov, I. A. Spitsina, E. A. Bykov, N. V. Goncharova, Enterprise Information Systems Engineering Method Based On Semantic Models Of Multi-Agent Resource Conversion Processes And Software // IADIS Multi Conference on Computer Science and Information Systems; MCCSIS'08: International conference Intelligent Systems and Agents 2008 part of the IADIS Multi Conference on Computer Science and Information Systems 2008, Amsterdam, The Netherlands, July 22-24, 2008. Proceedings of the IADIS International conference Intelligent Systems and Agents 2008, July 2008, Pages 225-227.

4. Преображенская Т. В. Планирование имитационных экспериментов.

5. Кельтон В., Лоу А. Имитационное моделирование. Классика CS. 3-е изд. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2004.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТЕРЖНЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. П. Глушков, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ubich@mail.ru

В работе рассматриваются вопросы, связанные с компьютерным моделированием стержневых элементов устройств МЭМС. Представлены результаты численного моделирования стержневых чувствительных элементов с различным поперечным сечением в пакетах ANSYS, Cosmos Works и COMSOL Multiphysics.

В устройствах микроэлектромеханических систем (МЭМС) основными видами преобразователей являются диафрагмы, консольные и балочные элементы. Эти конструкции используются при построении, как датчиков, так и актюаторов МЭМС [1]. В частности, чувствительные элементы в виде стержней с различной формой поперечного сечения широко применяются при построении микроакселерометров, а также микрогироскопов вибрационного типа.

Исследование существующих микромеханических датчиков и актюаторов, их

модернизация или проектирование новых устройств, связана с необходимостью проведения теоретического и экспериментального изучения.

Теоретическое рассмотрение на основе аналитического описания обеспечивает возможность получения обобщенных результатов, характеризующих поведение устройств с микромеханическими преобразователями. Однако для большинства практически важных случаев, при расчете чувствительных элементов устройств МЭМС, более приемлемым является численное моделирование. Это связано с тем, что аналитически выполнить расчет затруднительно при проведении связанного (мультифизичного) анализа процессов. Также численное моделирование позволяет проводить оперативный перерасчет, при необходимости изменения условий работы исследуемого преобразователя (например, варьировании внешних нагрузок, условий закрепления, изменении способа подключения внешних связей и т.п.). Вместе с тем, следует отметить, что даже при использовании апробированных программных пакетов компьютерного моделирования, необходимо проведение проверки адекватности численных моделей. Одним из способов является проверка на взаимное соответствие результатов расчетов при помощи различных пакетов численного моделирования.

Целью данной работы является рассмотрение вопросов, связанных с компьютерным моделированием микромеханических преобразователей на основе стержней, построение конечно-элементных моделей таких преобразователей, расчет собственных частот и форм свободных колебаний, анализ результатов.

В данной работе были использованы зарекомендовавшие себя программные средства, позволяющие проводить численный анализ, такие как ANSYS, COMSOL Multiphisics и Cosmos Works. Необходимо отметить, что пакеты ANSYS и COMSOL обеспечивают проведение связанного междисциплинарного (мультифизичного) анализа, учитывающего одновременное протекание различных по физической природе процессов.

Сравнение результатов численного моделирования в указанных пакетах показывает достаточно хорошее их соответствие значениям, получаемым на основе аналитического описания (см. табл. 1). Расчет проведен для стержня с квадратным поперечным сечением, выполненного из керамики, и имеющего размеры: высота 1 мм, ширина 1 мм, длина 12 мм. Параметры материала: модуль упругости $2{,}206 \cdot 10^{11}$ Н/м^2; коэффициент Пуассона 0,22; массовая плотность 2300 кг/м^3.

Виды колебаний, соответствующие полученным частотам, указаны в скобках.

Таблица 1

Значения собственных частот консольно закрепленного стержня квадратного сечения

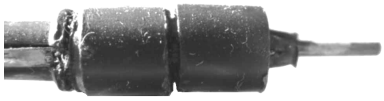
№	Аналитический расчет [2] (все колебания поперечные)	Расчет в пакете CosmosWorks 2007 (частотный анализ)	Расчет в пакете ANSYS 10 (модальный анализ)	Расчет в пакете COMSOL Multiphysics 3.3a (Eigenfrequency analysis)
1	10,986 кГц	10,954 кГц (поперечные)	10,958 кГц (поперечные)	10,980 кГц (поперечные)
2	68,885 кГц	66,610 кГц (поперечные)	66,682 кГц (поперечные)	66,907 кГц (поперечные)
		119,15 кГц (крутильные)	123,97 кГц (крутильные)	126,41 кГц (крутильные)
3	192,784 кГц	178,50 кГц (поперечные)	178,54 кГц (поперечные)	180,50 кГц (поперечные)
		204,2 кГц (продольные)		204,39 кГц (продольные)

Продолжение таблицы				
4	377,78 кГц	330,69 кГц (поперечные)	330,69 кГц (поперечные)	334,59 кГц (поперечные)
		356,13 кГц (крутильные)		379,72 кГц (крутильные)
5	624,5 кГц	513,31 кГц (поперечные)		521,90 кГц (поперечные)

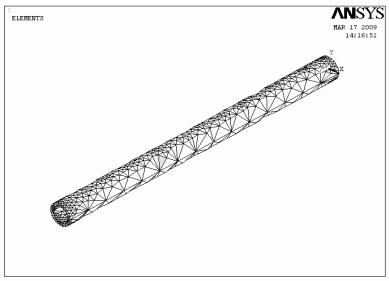
Полученные результаты показывают достаточно хорошее соответствие результатов аналитического описания колебаний стержня и численных расчетов. Расхождение результатов увеличивается с номером моды колебаний и изменяется от 0,3 % на первой частоте до 12,5 % на четвертой. Это расхождение, по-видимому, объясняется увеличением ошибок дискретизации для высших мод колебаний. Однако для первых гармоник погрешность имеет приемлемые с практической точки зрения значения.

Одной из разновидностей преобразователей являются трубчатые элементы.

Фотография пьезокерамического преобразователя, закрепленного в держателе, приведена на рис. 1, *а*. Размеры трубчатого пьезоэлемента составляют: длина 15 мм, внешний диаметр 1,1 мм, внутренний диаметр 0,8 мм. Модель данного пьезопреобразователя, выполненная в пакете ANSYS, представлена на рис. 1, *б*. Пьезоэлемент выполнен из керамики.



а



б

Рис. 1. Трубчатый пьезоэлемент (*а*) и его конечноэлементная модель (*б*)

Проведем расчет собственных частот и форм колебаний для трубчатого элемента. Полученные в результаты приведены в табл. 2. Виды колебаний, соответствующие полученным частотам, указаны в скобках.

Таблица 2

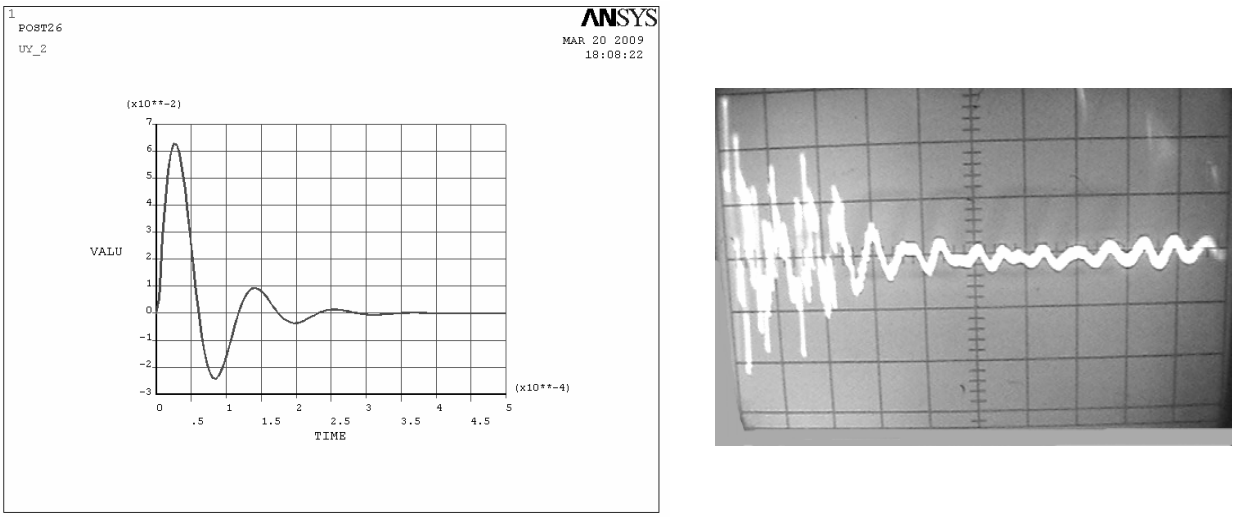
Значения собственных частот для консольно закрепленного трубчатого элемента

№	Расчет в пакете COMSOL Multiphysics 3.3a	Расчет в пакете CosmosWorks 2007	Расчет в пакете ANSYS 10
1	8239,1 Гц (поперечные)	8240 Гц (поперечные)	8230 Гц (поперечные)
2	49777,4 Гц (поперечные)	49775 Гц (поперечные)	49712 Гц (поперечные)
3	104506,9 Гц (продольные)	104260 Гц (продольные)	

Как видно из табл. 2, результаты расчетов собственных частот трубчатого пьезопреобразователя, проведенных в трех пакетах конечно-элементного моделирования совпадают. Расхождения результатов для первых мод колебаний с практической точки зрения приемлемы.

На основании проведенных расчетов и полученных результатов собственных частот стержневого и трубчатого элементов, можно сделать вывод о том, что использование пакетов конечно-элементного анализа подтверждает свою целесообразность.

На рис. 2 *б* представлены результаты экспериментально полученной осциллограммы отклика трубчатого пьезопреобразователя на воздействие ударной нагрузки. Для сравнения приведена расчетная кривая переходного процесса, расчет которой произведен в пакете ANSYS рис. 2 *а*.



а *б*

Рис. 2. Расчетная кривая (*а*) и осциллограмма (*б*) переходного процесса

По виду переходной характеристики, полученной в результате проведенного экспериментального исследования можно сделать вывод о том, что наблюдается статический режим возбуждения.

Список литературы

1. Banks D. Microengineering, MEMS, and Interfacing. A Practical Guide. – CRC Press Taylor & Francis Group, Boca Raton London New York, 2006. p.310.

2. Токарев М.Ф., Талицкий Е.Н., Фролов В.А. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1984. 224с.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ЗИП ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Д. К. Авдеев, С. А. Егоров, А. А. Кривошей,
В. В. Жаднов (научный руководитель)

Общество с ограниченной ответственностью «СТУДЕНЧЕСКИЙ ИННОВАЦИОННО-НАУЧНЫЙ ЦЕНТР»
109028, Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 1-3/12, стр. 8, офис 332
E-mail: inform@skb.miem.edu.ru

В докладе рассматриваются вопросы автоматизации проектирования систем ЗИП электронных средств. Приводятся основные характеристики системы АСОНИКА-К-ЗИП программного комплекса АСОНИКА-К, в которой реализованы методики оценки и расчета запасов в комплектах ЗИП РД В 319.01.19-98. Показаны ограничения этих методик и обоснована необходимость разработки новых методов расчета характеристик систем ЗИП, основанных на методах имитационного моделирования.

Расчет запасов в комплектах запасных частей, инструментов и принадлежностей (ЗИП) для электронных средств (ЭС) стал актуален в середине XX века. Оптимальная компоновка комплектов ЗИП позволяет существенно сократить затраты, необходимые для поддержания работоспособного ЭС, т.к. стоимость комплекта ЗИП составляет от ¼ стоимости самого ЭС и выше.

Различают следующие структуры ЗИП (рис. 1):

- Одноуровневый одиночный комплект ЗИП
- Одноуровневый групповой комплект ЗИП
- Двухуровневый комплект ЗИП (Система ЗИП) – представляет собой и одиночный и групповой комплект.

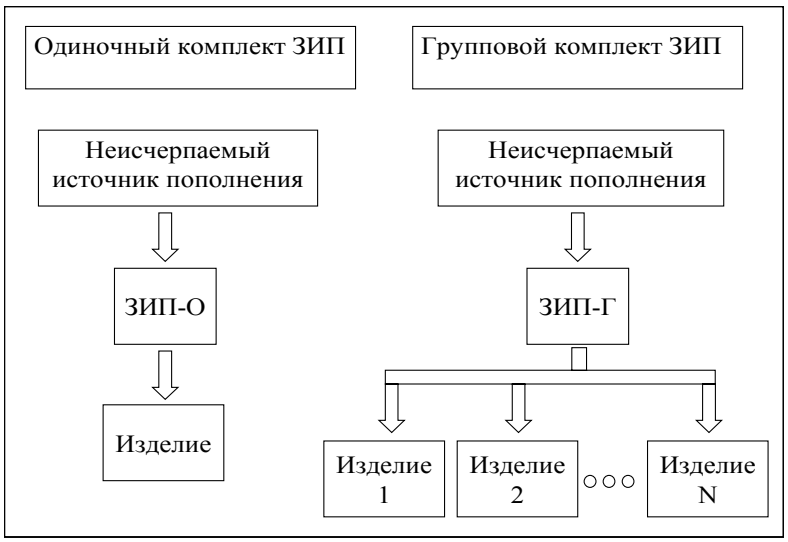


Рис. 1. Структуры ЗИП

При проектировании систем ЗИП используются методики РД В 319.01.19-98 [1] для решения следующих задач:

1. Прямая оптимизация: Задаются характеристики составных частей ЭС, выбирается показатель достаточности (время задержки или коэффициент готовности) и требуемое значение показателя достаточности (для С-ЗИП вводятся 2 показателя достаточности).

2. Обратная оптимизация: Задаются характеристики составных частей ЭС, выбираются затраты (или пренебрегаются) и требуемое ограничение по затратам (или количеству запасных частей в случае пренебрежения затратами).

3. Расчет показателя достаточности и суммарных затрат: Задаются характеристики составных частей ЭС и их количество.

В результате расчетов получают количество запасных частей комплекта ЗИП для каждой составной части, показатели достаточности и суммарные затраты.

Основной целью разработки программного обеспечения является замена «ручных» расчётов запасов в комплектах ЗИП автоматизированными. Ручные расчеты достаточно трудоемки и требуют специальных знаний в теории надежности, поэтому в [1], наряду с методиками «ручных» расчетов, рекомендовано использование программы (разработка 22 ЦНИИИ МО РФ).

Однако эта программа сделана под устаревшую операционную систему DOS. Поэтому возникла необходимость создания программы под современные операционные системы (ОС) семейства Windows с возможностью адаптации ее под ОС семейства Unix и МС ВС. Для реализации этой возможности программа (система АСОНИКА-К-ЗИП) [2] была написана на языке С++.

Основной целью при разработке интерфейса являлось создание условий для благоприятной работы пользователей. Система АСОНИКА-К-ЗИП в первую очередь ориентирована на инженеров-проектировщиков ЭС, не являющихся специалистами в области расчетов запасов в комплектах ЗИП. Поэтому система должна обладать простым и дружелюбным интерфейсом.

Для достижения этого интерфейс системы был реализован с применением зарекомендовавшей себя технологии Wizard, что является очень удобным и, несомненно, упрощает работу. Благодаря этой технологии информация поступает к пользователю в виде страниц, находящихся в одном окне. Происходит «диалог» между пользователем и системой, во время которого система, путем поочередно поставленных вопросов, собирает необходимые для дальнейшего расчета данные.

Весь сбор данных производится в несколько шагов, каждый из которых представляет собой выбор одного из предложенных вариантов ответа на поставленный вопрос (рис. 2), либо ввод значений в специальные окна.

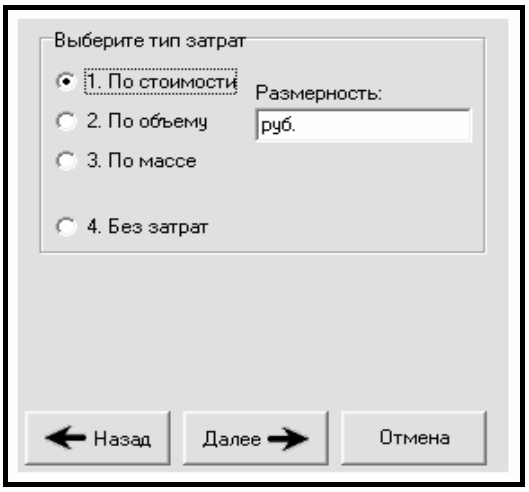


Рис. 2. АСОНИКА-К-ЗИП: Ввод данных

Каждый шаг сбора данных сопровождается аннотацией, содержащей краткие теоретические сведения. Особенность системы Wizard позволяет пользователю при допущении им ошибки исправить ее, вернувшись на любой из шагов назад.

После сбора предварительных данных, дальнейшая работа с системой осуществляется в новом окне. Основные расчетные данные вводятся в таблицы, соответствующие РД В 319.01.19-98 [1]. Это окно содержит две панели управления, разделенные по функциональным назначениям. Первая панель для работы с файлами, содержащая стандартные функции редактирования текста, сохранения и загрузки проектов. Вторая панель связана с редактированием таблицы, здесь расположены функции по добавлению, удалению и копированию строк таблицы (рис. 3).

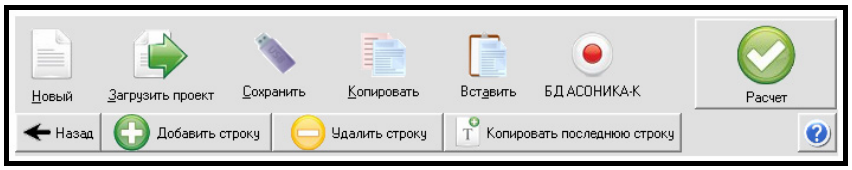


Рис. 3. АСОНИКА-К-ЗИП: Панель управления

После ввода всех необходимых данных при нажатии кнопки «Расчет» открывается новое окно, содержащее результаты расчета. Результаты так же представлены в виде таблицы, форма которой соответствует РД В 319.01.19-98 [1]. В этом же окне расположены кнопки дополнительных сервисных функций, таких как загрузка и сохранение проектов, сохранение отчетов в файлах форматов MS Word и Excel, печать результатов расчетов, формирование ведомости ЗИП и др.

Помимо этого система содержит стандартные панели, например «Главное меню» (рис. 4).

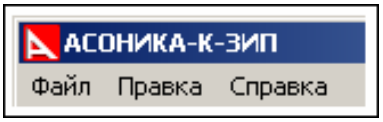


Рис. 4. АСОНИКА-К-ЗИП: Главное меню

Для упрощения пользования системой АСОНИКА-К-ЗИП была разработана Справочная система (рис. 5), которая позволяет не только получить необходимую справку на каждом шаге работы с системой, но и материалы теоретического характера.

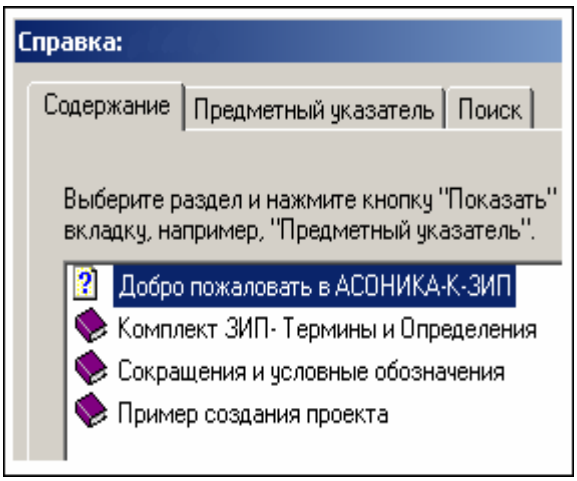


Рис. 5. Справочная система

Справочная система, наряду с эксплуатационной документацией и инженерной

методикой, позволяет проводить расчеты запасов в комплектах ЗИП специалистам, не имеющим специальных знаний в теории надежности и программировании.

Однако, как показала опытная эксплуатация системы АСОНИКА-К-ЗИП на ФГУП «НИИ Точных Приборов» и ФГУП «НИИ «Аргон», модели и методы расчета запасов в комплектах ЗИП, приведенные в [1], имеют множество ограничений, что существенно ограничивает возможность их применения при проектировании современных ЭС.

Так, например, для ЭС, в состав которых резервированные составные части, применение методик [1] приводит к неоправданному увеличению запасов, а, следовательно, и к удорожанию ЭС и снижению их конкурентоспособности.

Поэтому при развитии работ по автоматизации расчетов запасов в комплектах ЗИП планируется разработать и программно реализовать принципиально новый метод расчета, основанный на методе статистических испытаний (методе «Монте-Карло»). Это позволит снять большинство ограничений, присущих традиционным методикам, и существенно повысить точность и достоверность расчетов не только запасов, но и систем ЗИП в целом.

Список литературы

1. РД В 319.01.19-98. «Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Методики оценки и расчета запасов в комплектах ЗИП».

2. Система расчета комплектов ЗИП (АСОНИКА-К-ЗИП): Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2008615784. / Д. К. Авдеев, С. А. Егоров, В. В. Жаднов, А. А. Кривошей, С. Н. Полесский. – М.~: Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, 2008.

ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРЕЧНЯ ЭЛЕМЕНТОВ В ALTIUM DESIGNER

А. С. Некрасов, А. М. Фень, Ю. А. Капустин-Богданов,
А. В. Сарафанов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: predator_k26@mail.ru

В данной статье рассмотрены основные проблемы автоматизированного создания текстовых конструкторских документов в рамках концепции CALS, отражены этапы и способы формирования перечня элементов с использованием шаблона, приведены способы реализации шаблона и актуальность его применения для автоматизации процесса проектирования.

Одним из наиболее сложных и наукоемких этапов жизненного цикла электронных средств (ЭС) является этап проектирования. В настоящее время существует множество систем автоматизированного проектирования (САПР), схожих по своему функциональному назначению. В рамках идеологии *CALS*, подразумевающей переход к безбумажному хранению и обмену данными с использованием ограниченного количества программных средств, необходимо определить наиболее подходящий программный пакет для реализации этапа проектирования печатных плат (ПП) и печатных узлов (ПУ). Для разработки печатных плат целесообразно использовать пакеты САПР среднего уровня, которые имеют достаточную базу, невысокую стоимость и полностью адаптированы для

выполнения задач по подготовке и выпуску основных конструкторских документов на ПУ. Таким пакетом может являться *Altium Designer*.

Пакет *Altium Designer* – система проектирования среднего уровня, широко применяемая для разработки электрических принципиальных схем и трассировки топологии печатных плат в полуавтоматическом режиме. Также в этом пакете проводится инженерный анализ на непрерывность сигналов и предварительное моделирование электрических параметров электрорадиоэлементов (ЭРЭ). Данная система также позволяет формировать перечни элементов на разрабатываемые ПУ, что имеет большое значение, так как именно этот пакет предназначен для комплексной разработки электронных устройств.

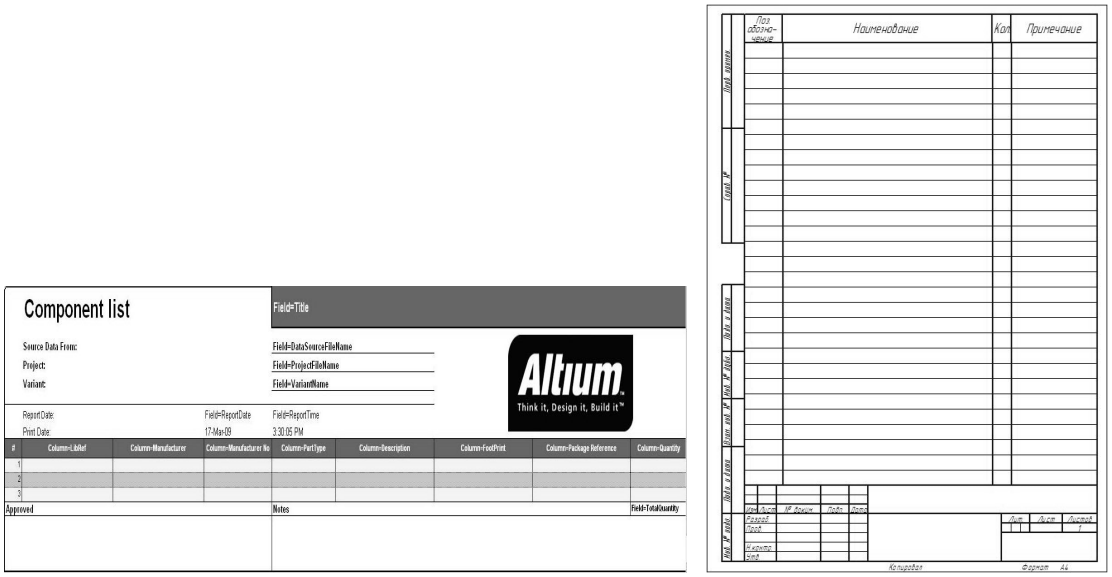
Исходя из того, что пакет *Altium Designer* является продуктом австралийского производства и ориентирован на западные стандарты, он не предназначен для формирования перечня элементов по ГОСТ (рис. 1).

Для автоматизации процесса создания перечня элементов необходимо четкое определение полей свойств у различных элементов принципиальной схемы. При этом недопустимы различия в именах полей одних и тех же свойств элемента как на разных листах одного и того же проекта, так и в разных проектах.

Для просмотра элементов ПП и формирования перечня этих элементов в дальнейшем пакет *Altium Designer* обладает функцией «*Bill of Materials»* (спецификация материалов).
С помощью данной функции возможно устанавливать отображаемые параметры элементов, группировать элементы по схожим параметрам, а также настраивать и осуществлять экспорт использующихся элементов (рис. 2).

Окно *«Bill of Materials»* разделено на три части. В основной части выведен список элементов проекта и их свойств. В нижней левой части окна расположен список свойств, имеющихся в проекте. В левом верхнем углу *(«Grouped Columns»*) перечислены свойства элементов, по которым производится группировка элементов.

Параметры экспорта включают в себя такие основные настройки, как определение формата файла для экспорта и установка пути к шаблону. В пакет *Altium Designer* изначально включены стандартные шаблоны, которые возможно использовать
для формирования перечней элементов ПП и ПУ (рис. 1*а*).



а *б*

Рис. 1. Различие западных и российских стандартов
оформления перечня элементов: *а* – западный стандарт оформления;
б – российский стандарт оформления

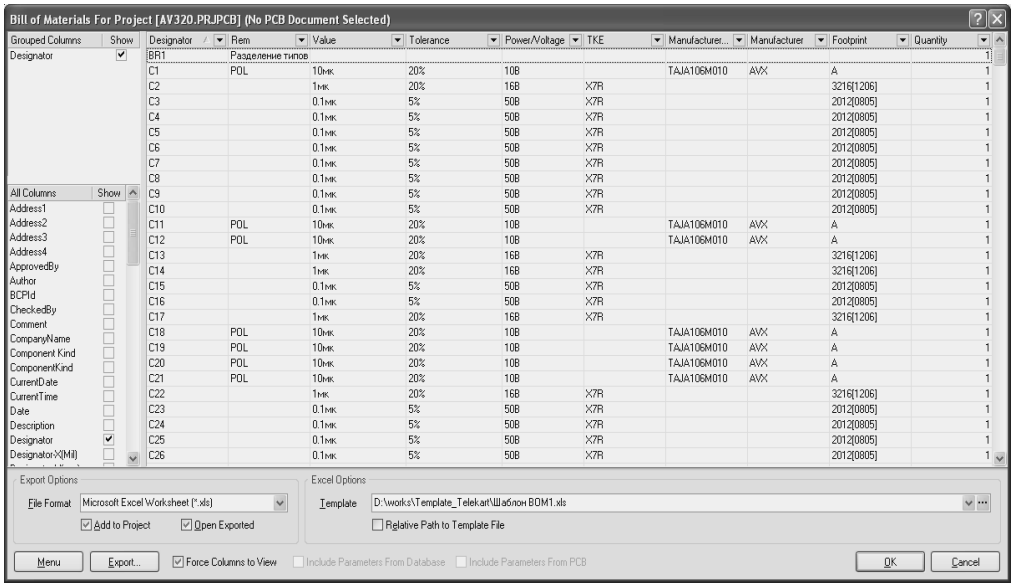


Рис. 2 – Использование функции *«Bill of Materials»*в пакете *Altium Designer*

Для решения проблемы выпуска текстовых конструкторских документов по российским стандартам целесообразно использовать функцию экспорта данных об элементах ПП пакета *Altium Designer* в шаблон формата *xls*. На начальном этапе необходимо сформировать шаблон в *Microsoft Office (MO) Excel 2003/2007* по ГОСТ 2.701, состоящий из первого и второго листа перечня элементов. Экспорт данных в шаблон невозможно осуществить в одну стадию (напрямую), поэтому сначала необходимо создать общую базу данных по элементам в пакете *MO Excel 2003/2007*, с помощью которой в дальнейшем будет заполняться исходный шаблон. Таким образом, шаблон перечня элементов будет представлять собой не только первый и второй листы, а комплекс решений, необходимых для его функционирования.

На этапе осуществления передачи данных в шаблон, экспортируемые свойства ЭРЭ заносятся в таблицу общих данных о ПУ, представляющую собой строго определенный набор колонок, в которые заносятся параметры элементов (рис. 3).

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1									
2	**Перечень элементов**								
3	**Field=Title**					Создать перечень!			
4	**Field=Organization**								
5	Имя файла:	Field=DataSourceFileName							
6	Версия:	Field=Revision							
7	Разработал:	Field=Address1							
8	Проверил:	Field=Address2							
9	Н.контроль:	Field=Address3							
10	Утвердил:	Field=Address4							
11									
12	Перечень создан:	Field=ReportDate							
13	Время создания:	Field=ReportTime							
14	Column=Designator	Column=Type	Column=TKE	Column=Value	Column=Current	Column=Power/Voltage	Column=Tolerance	Column=Quantity	Column=Weight
15									
16									
17									

Рис. 3. Таблица общих данных параметров элементов

Для начала формирования перечня элементов с использованием заданных свойств ЭРЭ необходимо запустить программу, нажав на клавишу «Создать перечень!», при этом происходит заполнение первого и последующих листов перечня элементов. Для этого внутри шаблона последовательно выполняется необходимый набор макросов, работающий в несколько этапов. Сначала на отдельном листе шаблона автоматически создается таблица промежуточных результатов, в которой анализируются и

редактируются параметры элементов. Следующим этапом происходит занесение в строгой последовательности свойств ЭРЭ в таблицу перечня элементов построчно, одновременно этот процесс сопровождается разбиением таблицы на листы.

В процессе заполнения таблицы перечня элементов возникают трудности по разбиению элементов по группам. Данная проблема решается с помощью отдельного макроса, группирующего элементы по позиционным обозначениям.

В результате работы шаблона, разработанного в *MO Excel 2003/2007* и использующего для своего функционирования управляющие макросы, предоставляется возможным получить заполненную таблицу перечня элементов по ГОСТ, не прибегая к другим программным пакетам.

Для хранения, передачи и использования данного документа в электронном виде в рамках *CALS* идеологии становится необходимым поддерживать выпущенный документ в неизменяемой форме. Этой цели можно добиться путем сохранения готовой таблицы перечня элементов в формате *pdf*, а также использования цифровой подписи для защиты данных. Чтобы совместить процесс формирования перечня элементов и его сохранения в формат *pdf*, необходимо дополнить программный код пакета *Altium Designer* специальными функциями. Такое решение является актуальным в настоящее время, и поэтому находится в стадии разработки.

Использование данного шаблона в процессе проектирования ЭС обеспечит конкурентоспособность предприятий на развивающемся рынке, сокращая сроки и материальные затраты на изделие.

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ВЕРСИЙ СОВМЕСТНО С ПАКЕТОМ ALTIUM DESIGNER

А. А. Арцыбасов, В. С. Ереско, Ю. А. Капустин-Багданов,
С. И. Трегубов (научный руководитель)

Сибирский Федеральный Университет
660074, Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: wer125@list.ru

В данной статье описываются возможности применения системы контроля версий для организации параллельной работы с электронными документами и организации электронного документооборота в пакете *Altium Designer.*

В процессе проектирования электронных средств (ЭС) возникает ряд проблем связанных с хранением проекта, внесением в него изменений, а также с осуществлением контроля над его выполнением. Так как этап проектирования печатных узлов (ПУ) ЭС достаточно трудоемкая задача, в работу могут быть вовлечены несколько специалистов, которые отвечают за свою часть проекта.

Пакет *Altium Designer* – это многофункциональное приложение, предназначенное для разработки ПУ ЭС от разработки схемы электрической принципиальной до выпуска конструкторской документации и *Gerber*-файлов.

Altium Designer позволяет проводить параллельную работу над проектом, с осуществлением взаимосвязей между файлами проекта. Изменение файлов схем электрических принципиальных влечет за собой изменение топологического рисунка печатной платы (ПП) и изменение результатов моделирования ПУ. При разработке

конструкторской документации (КД) возникает множество документов со сложной структурой. В связи с этим имеются существуют следующие проблемы.

Отсутствие централизованного хранилища данных, что приводит к появлению множества версий файлов, от каждого пользователя, работавшего с ними. Далее – человеческий фактор; никто не застрахован от внесения в файл необратимых изменений, которые впоследствии сказываются и на всем проекте. При большом количестве исполнителей, становится трудно проводить контроль над выполнением работы. Также встает проблема передачи информации. Если получатель достаточно удален, приходится передавать информацию, через сторонние программы, которые могут работать через протокол *http*. Незащищенные соединения при передаче данных могут привести к их потере в локальной сети или стать жертвой злоумышленников. Решить указанные проблемы позволяет система *Subversion* (*SVN*).

Диалоговое окно программы показано на рис. 1. Данное окно позволяет создавать хранилища данных и задавать их месторасположение на серверной машине. Серверная машина, является местом записи хранилищ, которых может быть множество для разных проектов. Также это окно позволяет задавать пользователей и групп пользователей, вовлеченных в проект, и при каждом изменении, внесенном пользователем в проект, сохраняется резервная копия документа и изменения с комментариями к ним доступны к просмотру.

Разные протоколы работы с файлами делают систему универсальной, а создание рабочих локальных копий не создает большой нагрузки на сеть.

Доступ к хранилищу может быть организован через следующее протоколы (рис. 2):

File – доступ напрямую к файлу или через локальную сеть, локальная система.

Http – доступ к удаленному файлу через Интернет или локальную сеть, система *apache*.

HttpS – доступ к удаленному файлу через защищенное Интернет соединение с сертификатом подлинности, созданным вручную либо взятому уже из готовых, система *apache*, шифрование *SSL* (*Secure Sockets Layer*) - протокол уровня передачи данных, который предлагает защищенный канал передачи данных между клиентом и сервером с использованием аутентификации, цифровых подписей и шифрования. Для шифровки/дешифровки трафика используется ключ, полученный клиентом от сервера.

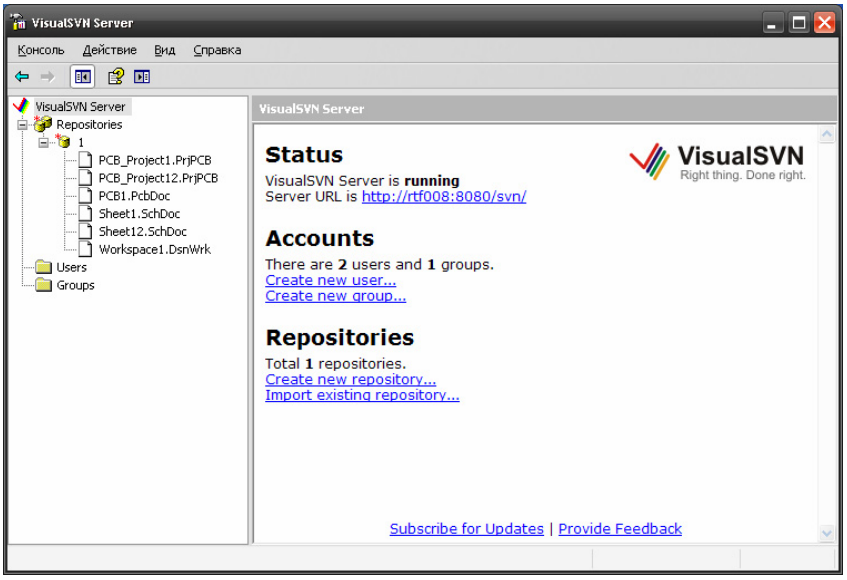


Рис. 1. Диалоговое окно менеджера сервера контроля версий

Svn – доступ к удаленному через собственный протокол *subversion*.

Svn+SSH – тоже что и *Svn*, но через защищенное соединение *SSH* (*Secure Shell*) – программа для регистрации на удаленной машине и выполнения команд на ней, частное применение метода *File* после регистрации.

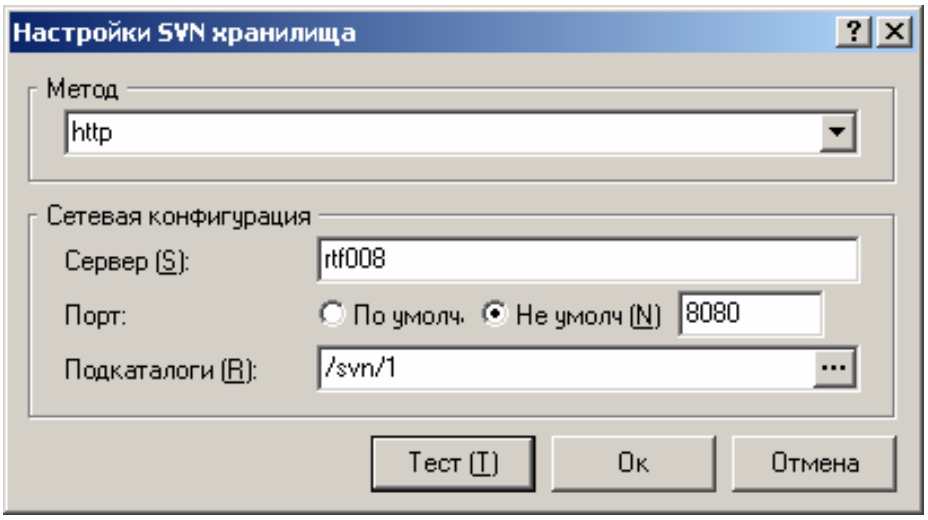


Рис. 2. Диалоговое окно настроек соединения с SVN хранилищем

Создание рабочих копий, происходит через кратковременное защищенное соединение и необходимую идентификацию, после чего пользователь продолжает работу с локальной копией, что позволяет снизить нагрузку на сеть при большом объеме информации. После окончания работы пользователь передает изменённый документ в хранилище, средствами *Altium Designer* или же напрямую в хранилище (что опять же требует сетевой идентификации) и заполняет необходимый комментарий к изменениям. В ходе передачи в хранилище создается откатная копия документа до сохранения его и изменяется общий номер ревизии проекта.

Ведущий инженер проекта, который осуществляет контроль за выполнением работ по проектированию, может увидеть все изменения в проекте через журнал хранилища версий, просмотреть оригинальные документы и откатные копии и выдать задания персоналу для дальнейшего проектирования.

Применение *SVN* при разработке проектов в пакете *Altium Designer*, является важным шагом к созданию сетевого предприятия. Эта система не требует сторонних программ для передачи данных удаленным пользователям через Интернет, также она позволяет настраивать права на чтение/запись различным пользователям или целым группам пользователей. *Altium Designer* может создавать в проекте множество файлов различного назначения, и благодаря системе хранилищ, возможно соблюдение иерархии проекта и отслеживание изменения не только рабочих файлов, но и изменение всех документов в проекте, связанных с редактируемым файлом.

В заключение необходимо сказать о широких возможностях применения системы контроля версий не только с пакетом *Altium Designer*, но и с другими САПР, применяемыми при проектировании ЭС.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОМПОНЕНТОВ МЭМС НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

В. С. Пономарев, Д. И. Сахаровский, Т. Г. Сибгатулин,
А. А. Левицкий, П. С. Маринушкин (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: EddyHunter86@yandex.ru

В работе рассматриваются вопросы, связанные с компьютерным моделированием устройств МЭМС. Представлены подходы к созданию процедур проектирования компонентов МЭМС на основе параметрических моделей.

Анализ современного состояния техники и «критических» технологий в ряде развитых стран позволяет сделать вывод о том, что одним из наиболее бурно развивающихся научно–технических направлений является *микросистемная техника*. В англоязычной литературе используется термин *microsystem technology*.

Данное направление связано с созданием миниатюрных систем с характерными размерами составляющих их элементов от сотен до единиц микрометров (и меньше), функционирующих на основе принципов классической механики, оптики, акустики, электротехники, теплотехники, химии и биологии. Интегрирование компонентов таких микросистем обеспечивается использованием материаловедческой и технологической баз микро- и оптоэлектроники, а в последнее время и биотехнологии. Наиболее известной разновидностью микросистем являются микроэлектромеханические системы (МЭМС, англ. – MEMS).

Особую актуальность в последнее время имеют вопросы, связанные с разработкой и использованием программных средств, обеспечивающих решение прикладных инженерных задач в области микросистемной техники [1,2]. Специфика конструктивных решений, технологических приемов изготовления и процедур проектирования компонентов МЭМС определяется совмещением в одном устройстве принципов, характерных для традиционных электромеханических систем и микроэлектронных компонентов.

Целью данной работы является обсуждение подходов к проектированию компонентов МЭМС и, в частности, с использованием их параметрических моделей.

Анализ работ, посвященных проектированию устройств МЭМС, показывает, что для их описания используются аналитические методы, численное моделирование, а также формализованные процедуры на основе различных эквивалентных представлений. Выбор в пользу какого-либо из перечисленных подходов определяется характером рассматриваемого объекта и целью его изучения.

Потребность комплексного изучения устройств МЭМС и сложность одновременного учета различных по физической природе процессов в них, обуславливают во многих случаях выбор в пользу численного моделирования (как правило, методом конечных элементов) на уровне отдельных компонентов и формальных поведенческих моделей при изучении систем в целом.

К настоящему времени достаточно хорошо изучены вопросы, связанные с моделированием сравнительно простых устройств МЭМС на основе электростатического, пьезоэлектрических и других эффектов. Также исследуются модели и более сложных устройств – микрореакторов, микронасосов, пьезоэлектрических двигателей. Получаемые на основе численного моделирования результаты и служат основой для формирования упрощенных поведенческих моделей, что позволяет существенно сократить временные затраты при моделировании систем в целом.

При больших размерностях моделей применение метода конечных элементов

осложняется необходимостью использовать значительные вычислительные ресурсы и большими временными затратами. Поэтому становится невозможным применение конечноэлементых моделей для анализа чувствительных и исполнительных устройств МЭМС совместно с управляющей схемой. Для решения этой проблемы на основе конечноэлементных моделей создаются поведенческие модели.

Создание поведенческих моделей основано на формальном преобразовании систем дифференциальных уравнений в частных производных к системам обыкновенных дифференциальных уравнений низкого порядка (рис. 1) [3]. Использование моделей пониженной размерности (ROM) позволяет эффективную моделировать работу больших систем.

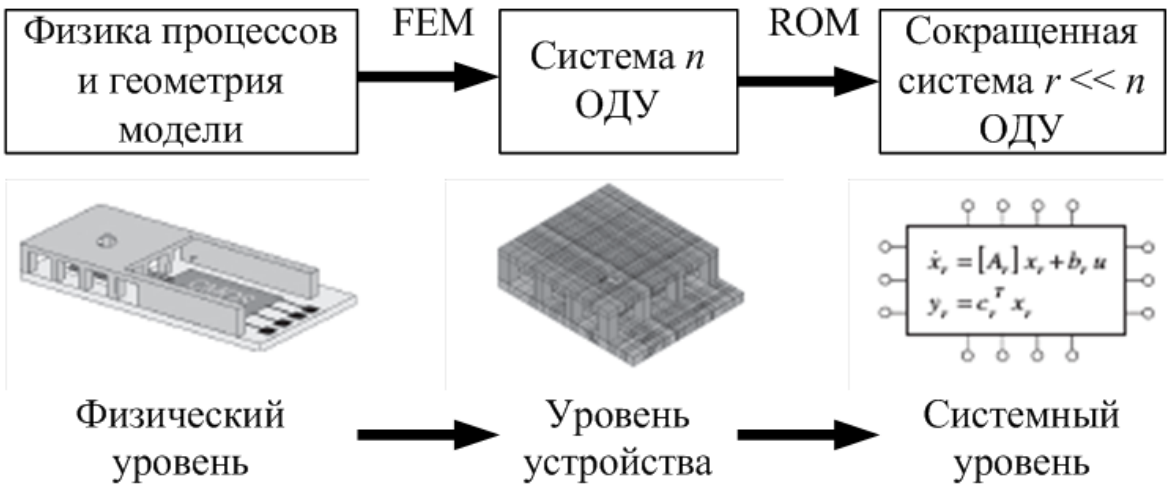


Рис. 1. Процедура создания поведенческой (ROM) модели

Значительное сокращение объема рутинных однотипных этапов проектирования, связанных с формированием геометрических моделей устройств, может быть обеспечено за счет использования набора параметрических моделей базовых элементов МЭМС. Формирование библиотек базовых элементов, из которых могут быть составлены более сложные изделия МЭМС, лежит в русле общего подхода, используемого на «верхнем» уровне проектирования микроэлектронных устройств. Так, например, разработчики современных специализированных или многофункциональных интегральных схем, являющимися своеобразными *системами на кристалле* (System on a Chip) опираются на базовые библиотеки, содержащие основные элементы и компоненты, а также так называемые IP-блоки (Intellectual Properties).

Четыре из наиболее характерных видов базовых элементов интегральных микросенсоров представлены на рис. 2 [4].

К настоящему времени разработан ряд пакетов для моделирования МЭМС, основанных на различных вычислительных методах. Эти пакеты могут быть разделены на универсальные, обладающие возможностями анализа широкого круга физических явлений; и специализированные, предназначенные не только для моделирования, но и для создания топологии, генерации моделей высокого уровня, системного моделирования и т. д. Специализированные пакеты, как правило предназначены для узкого класса устройств (например электростатических – акселерометров, гироскопов). Представленный выше подход к проектированию устройств МЭМС может быть реализован с таких программных средств (MICROSIM, MEMSCAP, Sugar/MATLAB и др.).

Другим вариантом проектирования с использованием параметрических моделей является создание соответствующих процедур, интегрирующих функциональные

возможности известных CAD (SolidWorks, SolidEdge, Mechanical Desktop) и универсальных CAE (ANSYS, COMSOL Multiphysics, CosmosWorks) систем [5]. Для автоматического создания ROM-моделей возможно использовать специальные программные средства (например программу mor4ansys) или встроенные в пакеты численного моделирования алгоритмы. Модели сокращенного порядка конвертируемы в формат VHDL, и могут напрямую использоваться для системного моделирования.

В некоторой степени представленная концепция реализована в специализированном программном комплексе CoventorWare. Однако высокая стоимость этого продукта и ряд ограничений, накладываемых его архитектурой, определяют во многих случаях выбор в пользу разработки оригинальных процедур с использованием универсальных пакетов.

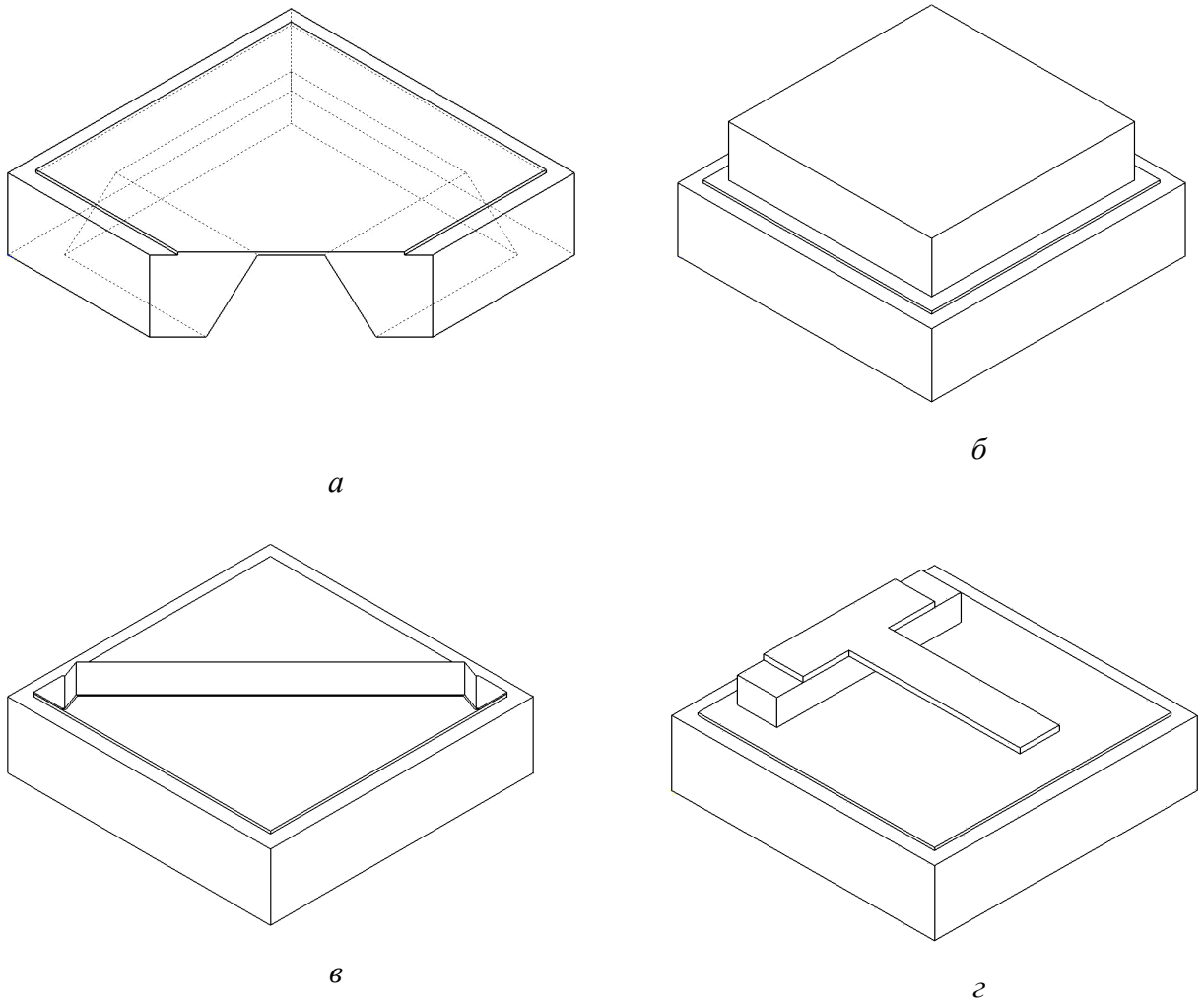


Рис. 2. Базовые элементы сенсоров МЭМС:
а – мембрана; *б* – инерционная масса; *в* – балка; *г* – консоль

Таким образом на основе двух подходов – численном моделировании (с помощью методов конечных разностей, конечных элементов и конечных объемов) и использовании упрощенных поведенческих моделей – могут быть реализованы процедуры параметрического проектирования. При этом, несмотря на значительные вычислительные затраты, связанные с использованием метода конечных элементов, этот метод остается основным универсальным средством анализа чувствительных и исполнительных устройств МЭМС, особенно на ранних стадиях проектирования.

Список литературы

1. Banks D. Microengineering, MEMS, and Interfacing. A Practical Guide. – CRC Press Taylor & Francis Group, Boca Raton London New York, 2006.

2. J. Lienemann, Complexity Reduction Techniques for Advanced MEMS Actuators Simulation, Ph.D. thesis, Institut fur Mikrosystemtechnik, 2007.

3. Bechtold T. Model Order Reduction of Electro-Thermal MEMS, PhD thesis, University of Freiburg, 2005.

4. Картунов С., Тодорова В. Микросистемная техника. – Габрово, УИ «Васил Априлов», 2002.

5. Абашеев О. Комплексный инженерный анализ с использованием семейства программных продуктов COSMOS // САПР и графика, № 4, 2005.

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ

Д. Н. Володина, А. В. Сарафанов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, г. Красноярск, ул. Свободный, 79
E-mail: dar-volodina@yandex.ru

В процессе разработки электронных образовательных ресурсов (ЭОР) важным аспектом является их качество, которое приводит к ускорению в достижении обучаемым установленных требований, норм, благодаря более быстрому и лучшему усвоению информации, получаемой из ЭОР.

В этой связи целью данной работы является разработка метода технологической реализации представления образовательного контента.

Общие для всего разнообразия ЭОР критерии качества касаются соблюдения дизайн-эргономических требований, простоты использования, интуитивной понятности интерфейса ЭОР и т. п. [3, 5, 6].

При разработке ЭОР следует учитывать, что усвоение содержания образовательного контента значительно облегчается, а следовательно, повышается качество ресурса, если контент ЭОР представлен не в виде сплошного текста, а переведен в более наглядные для усвоения формы, т. е. визуализирован — в контент внедрены анимация, интерактивные графики и таблицы, видео, звук и т. п.

Для того, чтобы понимать, где визуализация контента ЭОР наиболее уместна, необходимо четко представлять, из каких образовательных примитивов состоит контент ЭОР, по каким параметрам лучше всего их визуализировать, а также какие технологии лучше всего применить для их визуализации.

С этой целью лучше всего классифицировать контент по содержательным критериям. Именно содержательные критерии способствуют разбиению контента на образовательные примитивы, которые впоследствии и визуализируются. В предлагаемом методе в качестве элемента классификации применяется двудольный граф, структура которого приведена на рис. 1. Граф также отражает технологии, с помощью которых можно визуализировать тот или иной примитив контента ЭОР.

В соответствии с представленным графом любой контент ЭОР можно разделить на образовательные примитивы (определения, аксиомы, теоремы, формулы, графики, таблицы и т. п.). Каждый примитив имеет свои параметры, согласно которым применяется та или иная технология визуализации.

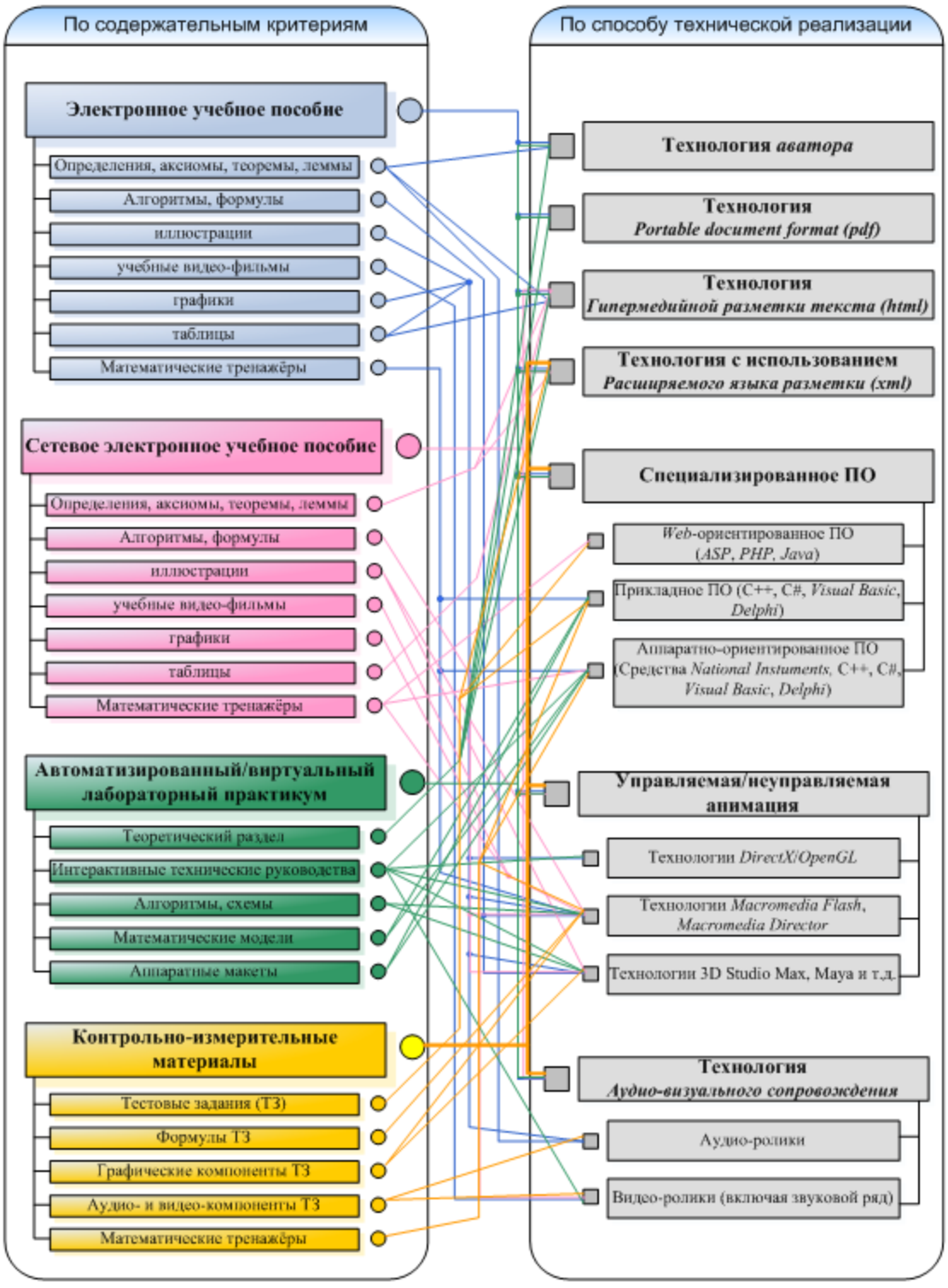


Рис. 1. Граф классификации компонентов ЭОР и технологий, с помощью которых осуществляется визуализация компонентов ЭОР

Например, образовательный примитив, посвященный понятию постоянной времени электрической цепи, можно визуализировать с помощью технологии управляемой анимации (рис. 2).

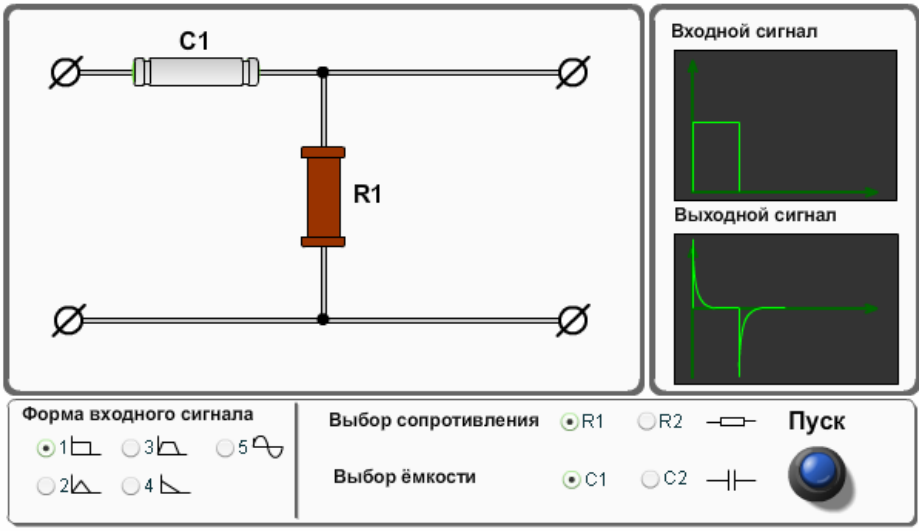


Рис. 2. Пример использования управляемой анимации
для визуализации образовательного примитива

Из представленного примера видно, что применение анимации улучшает восприятие пользователем данного образовательного примитива за счет анимированных графиков и управляемых анимацией параметров (форма входного сигнала, значения резистора и емкости), которые передали процесс изменения сигнала в зависимости от условий, установленных пользователем. Обычный текст и рисунок не обладает данным свойством.

Однако не каждый примитив имеет смысл визуализировать. Использовать визуализацию примитива целесообразно в трудных для понимания местах текста, требующих дополнительного наглядного пояснения; для обобщений и систематизации тематических смысловых блоков; для общего оживления всего учебного материала и т. п. [1].

Вышеописанный подход к проектированию ЭОР в настоящее время апробируется на практике в процессе создания ЭОР [4] в лаборатории по разработке электронных образовательных ресурсов [http://edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/lab] в Центре технологий электронного обучения ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. Информационные технологии в сфере образования / В. П. Кулагин, В. В. Найханов, Б. Б. Овезов, И. В. Роберт, Г. В. Кольцова, В. Г. Юрасов.. — М. : Янус-К, 2004. — 248 с.

2. Желязны, Д. Говори на языке диаграмм / Д. Желязны. — М. : Манн, Иванов и Фербер, 2007. — 320 стр.

3. Осин, А. В. Мультимедиа в образовании: контекст информатизации. — М. : ООО «РИТМ», 2005. — 320 с.

4. Каталог инновационных учебно-методических комплексов дисциплин и электронных ресурсов. Версия 1.0 [Электронный ресурс] / сост. : К. Н. Захарьин, А. В. Сарафанов, А. Г. Суковатый, А. С. Теремов, М. В. Шипова. – Электрон. дан. (6 Мб). –

Красноярск : ИПК СФУ, 2009. – Вып. 1. – 1 электрон. опт. диск (*DVD*). – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 6 Мб свободного дискового пространства ; привод *DVD* ; операционная система *Microsoft Windows* 2000 *SP* 4 / *XP SP* 2 / *Vista* (32 бит) ; *Adobe Reader* 7.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*).

5. Гультяев, А. К. Проектирование и дизайн пользовательского интерфейса / А. К. Гультяев, В. А. Машин. М. : Корона-Принт. 2007. — 352 стр.

6. Мандел, Т. Разработка пользовательского интерфейса / Т. Мандел. М. : ДМК Пресс. 2005, — 416 с.

КОМПЛЕКСНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РЭС СРЕДСТВАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

А. С. Спирин, В. А. Борсоев

Сибирский государственный аэрокосмический университет
им. акад. М.Ф. Решетнёва
660014, г. Красноярск, пр. им. Газеты Красноярский рабочий, 31
E-mail: nikushkin-n@yandex.ru

Статья содержит новый метод расчета вероятностных характеристик информационных потоков в авиационных каналах связи систем управления воздушным движением.

Интенсивность радиообмена (ИР) при управлении воздушным движением (УВД) Y связана с интенсивностью воздушного движения (ИВД) X функциональной зависимостью, нелинейный характер которой обусловлен, с одной стороны, конечной пропускной способностью каналов связи, а с другой - ограниченными психофизическими возможностями диспетчера службы УВД.

Функциональную зависимость типа «ограничение сверху» достаточно хорошо описывает математическая модель вида:

$$Y(x) = Y_m [1 - \exp (X/X_m)], \quad (1)$$

где Y_m – максимально возможная ИР каналов связи, обслуживающих зону УВД; X_m – соответствующая Y_m ИВД в отсутствие перезагрузки каналов связи, определяемая соотношением

$$X_m = Y_m \tau_{ср} / q, \quad (2)$$

где q – объем передаваемой информации при обслуживании одного воздушного судна(ВС) в зоне УВД, $\tau_{ср}$ – среднее время пребывания ВС в зоне.

Модель функциональной связи (1) может быть упрощена при переходе от Y и X к нормированным параметрам y и x , определяемым как отношение среднего резерва ИР к фактическому

$$y = (Y_m - Y_0) / (Y_m - Y) \quad (3)$$

и отношение отклонения фактической ИВД от ее среднего значения к максимальной ИВД

$$x = (X - X_0) / X_m = (X - X_0) q / Y_m \tau_{ср}. \quad (4)$$

При этом y и x связаны функциональными зависимостями:

$$y = e^x, \; x = \ln y . \quad (5)$$

Наиболее адекватным подходом к проблеме анализа потребности в связных ресурсах при УВД является, на наш взгляд, подход с позиций теории выбросов случайных процессов, позволяющий дать вероятностное описание таким важным для практики характеристикам как длительность выбросов показателя, характеризующего ИР, над неким уровнем; интервалов между выбросами; экстремумов этого показателя и др.

В предположении о нормальном распределении ИВД и, соответственно, связанного с ней линейной зависимостью (4) параметра x изменение во времени характеризующего ИР показателя y с учетом (5) описывается логарифмически нормальной моделью, в рамках которой в [1, 2] получено вероятностное описание выбросов случайного процесса y(t).

В частности, средняя частота пересечения процессом y(t) уровня y_0 определяется выражением:

$$\lambda(y_0) = (\omega_1/2\pi) exp\left[-\left(1/2\sigma^2\right)\ln^2 y_0\right], \qquad (6)$$

где $\omega_1 = [-R''(0)]^{1/2}$ – среднеквадратическая частота флуктуаций нормального случайного процесса x(t) с дисперсией σ^2 и нормированной корреляционной функцией $R(\tau)$.

Заметим, что здесь и ниже в отличие от [1, 2] полагается, что доступна статистика порождающего процесса x(t), а не полученного из него функциональным преобразованием процесса y(t). Поэтому рассматриваемые вероятностные характеристики содержат в качестве параметров значения нормированной корреляционной функции и ее производных процесса x(t), а не процесса y(t).

Средние длительности выбросов процесса y(t) над уровнем y_0 и интервалов между ними задаются выражениями:

$$m_в(y_0) = \frac{2\pi}{\omega_1}\exp\left[\alpha^2(y_0)/2\right]F\left[-\alpha(y_0)\right] \; m_u(y_0) = \frac{2\pi}{\omega_1}\exp\left[\alpha^2(y_0)/2\right]F\left[\alpha(y_0)\right], \qquad (7)$$

где $F(z)$ – функция Лапласа [3], $\alpha(y_0) = 1/\sigma \ln y_0$.

Полученные методом «опорных импульсов», в рамках которого исследуемый процесс представляется односвязной импульсной последовательностью, аппроксимации плотностей вероятностей длительностей выбросов $\tau_в$ процесса y(t) над уровнем y_0 и интервалов между ними $\tau_и$, а также соответствующих функций распределения записываются в виде:

$$W_в(к) = W(\tau_в = к\,\tau_0, y_0) = P_{+-}\boldsymbol{P}_{++}^{\kappa-1}, \qquad (9)$$

$$W_и(к) = W(\tau_и = к\,\tau_0, y_0) = P_{-+}\boldsymbol{P}_{--}^{\kappa-1}, \qquad (10)$$

$$P_в(\kappa) = P(\tau_в \le \kappa\tau_0, y_0) = \sum_{l=1}^{\kappa} W_в(l), \qquad (11)$$

$$P_u(\kappa) = P(\tau_u \le \kappa\tau_0, y_0) = \sum_{l=1}^{\kappa} W_u(l), \qquad (12)$$

где $P_{+-} = 1 - P_{++}$; $P_{-+} = 1 - P_{--}$; $P_{--} = \frac{1}{1-P_+}\left(1 - 2P_+ + P_+P_{++}\right)$; $P_+ = F[-\alpha(y_0)]$; $P_{++} = K[R_0, \alpha(y_0)] / F[-\alpha(y_0)]$; $R_0 = R(\tau_0)$, τ_0 – длительность «опорных импульсов», $K(r,h) = \frac{1}{2\pi\left(1-r^2\right)^{1/2}}\int_h^\infty\int_h^\infty \exp\left[-\frac{u^2+v^2-2ruv}{2\left(1-r^2\right)}\right] du\, dv$ – функция Крампа, для отрицательных значений переменной h которой справедливо соотношение $K(r, -h) = K(r, h) + 2F(h) - 1$.

Вероятности того, что длительности выбросов и интервалов между ними превышают уровень $к\tau_0$ с учетом (11) и (12) определяются выражениями:

$$P(\tau_в > \kappa\tau_0, y_0) = 1 - P(\tau_в \le \kappa\tau_0, y_0) = 1 - \sum_{l=1}^{\kappa} W_в(l), \tag{13}$$

$$P(\tau_и > \kappa\tau_0, y_0) = 1 - P(\tau_и \le \kappa\tau_0, y_0) = 1 - \sum_{l=1}^{\kappa} W_и(l). \tag{14}$$

Выраженные в процентах эти вероятности записываются:

$$n_в,\% = 100P(\tau_в\kappa > \tau_0, y_0) = 100[1 - P_в(\kappa)], \tag{15}$$

$$n_и,\% = 100P(\tau_и\kappa > \tau_0, y_0) = 100[1 - P_и(\kappa)]. \tag{16}$$

Среднее число максимумов процесса y(t), превышающих уровень y_0, и максимумов любой величины задаются выражениями:

$$m_{\max}(y_0) == \frac{\omega_1}{2\pi}\left\{ n\,F\left[-\frac{n}{(n^2-1)^{1/2}}\alpha(y_0)\right] + + \exp\left(-\alpha^2(y_0)/2\right) F\left[\frac{1}{(n^2-1)^{1/2}}\alpha(y_0)\right]\right\}, \tag{17}$$

$$m_{\max} = n\omega_1 / 2\pi, \tag{18}$$

где $n = [R^{IY}(0)]^{1/2} / [-R''(0)]$.

Плотность вероятностей и функция распределения максимумов процесса y(t) задаются выражениями:

$$W_{\max}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma y}\left\{ \frac{(n^2-1)^{1/2}}{n}\exp\left[-\frac{n^2}{n^2-1}\alpha^2(y)/2\right] + + \frac{\sqrt{2\pi}}{n}\alpha(y)\exp\left[\frac{-\alpha^2(y)}{2}\right] F\left[\frac{1}{(n^2-1)^{1/2}}\alpha(y)\right]\right\} \tag{19}$$

$$P_{\max}(y) = F\left[\frac{n^2}{(n^2-1)^{1/2}}\alpha(y)\right] - \frac{1}{n}F\left[\frac{1}{(n^2-1)^{1/2}}\alpha(y)\right]. \tag{20}$$

При n >> 1 распределения (19) и (20) переходят в соответствующие распределения самого процесса y(t):

$$W_{\max}(y) \cong W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma y}\exp\left[-\alpha^2(y)/2\right], \tag{21}$$

$$P_{\max}(y) \approx P(y) = F[\alpha(y)]. \tag{22}$$

При этом с учетом (22) вероятность превышения уровня y_0 задается выражением

$$P(y \ge y_0) = 1 - P(y_0) = F[-\alpha(y_0)]. \tag{23}$$

Предельные плотность вероятностей $W(y_m)$и функция распределения $P(y_m)$ абсолютных максимумов y_m процесса y(t) на достаточно большом интервале наблюдения $T \to \infty$ имеют вид:

$$W(y_m) = \frac{\gamma(T)}{\sigma y_m}\exp\left[\gamma^2(T) - \alpha(y_m)\gamma(T)\right]\exp\left\{-\exp\left[\gamma^2(T) - \alpha(y_m)\gamma(T)\right]\right\}, \tag{24}$$

$$P(y)_m = \exp\left\{-\exp\left[\gamma^2(T) - \alpha(y_m)\gamma(T)\right]\right\}. \tag{25}$$

где $\gamma(T) = [2\ln(\omega_1 T / 2\pi)]^{1/2}$, остальные обозначения - прежние.

Как видим, для вычисления рассматриваемых вероятностных характеристик

информационных потоков в каналах связи систем УВД необходимо знание корреляционной функции процесса x(t), являющегося, как следует из (4), результатом центрирования и нормировки процесса X(t), описывающего флуктуации ИВД. При этом переход от X(t) к x(t) не сказывается на виде корреляционной функции, а влияет только на дисперсию процесса.

Для описания корреляционных свойств процесса x(t), имеющего квазипериодический характер [3], предлагается использовать корреляционную функцию вида

$$. \; B(\tau) = \sigma^2 R(\tau) = \sigma^2 \exp\left(-\beta^2 \tau^2 / 4\right) \cos \omega_0 \tau \,, \tag{26}$$

где σ и $R(\tau)$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) и нормированная корреляционная функция; $\beta = \sqrt{\pi} / \tau_к$; $\tau_к = \tau_{ср}$ – интервал корреляции; $\tau_{ср}$ – среднее время пребывания ВС в зоне УВД; $\omega_0 = 2\pi / T_{ср}$ - частота, соответствующая максимуму энергетического спектра процесса X(t); $T_{ср} = \tau_{ср} / a\left(X_0\right)$ – среднее значение периода этого процесса; $a\left(X_0\right) = l \dfrac{X_0^l}{l!} l^{-X_0} \Bigg|_{l = X_0}$ – некий коэффициент, который может быть вычислен по более простой эмпирической формуле $a\left(X_0\right) \approx 0{,}4\sqrt{X_0}$, дающей погрешность при изменении X_0 в пределах 1÷100, не превышающую 2,5%; X_0 - среднее значение ИВД (среднее число ВС, одновременно находящихся в зоне УВД). При этом имеем:

$$B(\tau) = \sigma^2. \; R(\tau) = \sigma^2 \exp\left(-\pi \tau^2 / 4\tau_{ср}^2\right) \cos\left(0{,}8\pi \sqrt{X_0} / \tau_{ср}\right)\tau \,. \tag{27}$$

В рамках модели (27) параметры ω_1, п и $\gamma(T)$, рассматриваемых вероятностных характеристик определяются выражениями:

$$\omega_1 = \left(0{,}8\,\pi \sqrt{X_0} / \tau_{ср}\right)\left(1 + 0{,}78 / \pi X_0\right)^{1/2}, \tag{28}$$

$$n = \left(1 + {3{,}9}/{\pi X_0} + 1{,}84 / \pi^2 X_0^2\right)^{1/2} / \left(1 + 0{,}78 / \pi X_0\right), \tag{29}$$

$$\gamma(T) = \left\{2 \ln\left[0{,}4\sqrt{X_0}\left(1 + 0{,}78 / \pi X_0\right)\right]^{1/2} \left(T / \tau_{ср}\right)\right\}^{1/2}. \tag{30}$$

Таким образом, использование приведенных выше вероятностных характеристик (6) - (25), параметры которых ω_1, п и $\gamma(T)$, вычисляются с использованием (28) - (30), позволяет дать практически полное вероятностное описание информационных потоков в каналах связи, обслуживающих зону УВД. При этом в рамках используемых моделей достаточно следующих легко определяемых данных: среднего числа одновременно находящихся в зоне УВД ВС X_0, среднего времени пребывания ВС под управлением в зоне УВД $\tau_{ср}$ и среднеквадратического отклонения (СКО) процесса x(t) σ, легко вычисляемого с использованием поддающихся экспериментальному определению СКО ИВД σ_X и $\tau_{ср}$, а также априорно известных параметров - объема передаваемой информации, необходимой для обслуживания одного ВС в зоне УВД, q и максимально возможной для данного вида каналов связи ИР Y_m .

Связь указанных параметров с учетом (2) задается выражением

$$\sigma = \left(q / \tau_{cp} Y_m\right)\sigma_X . \tag{31}$$

Переход при практическом использовании рассмотренных вероятностных характеристик от значений процесса y(t) и значениям ИР с учетом (1) - (3) может быть осуществлен с использованием выражения

$$Y = Y_m\left[1 - \left(1/y\right)\exp\left(- X_0 q / Y_m \tau_{cp}\right)\right]. \tag{32}$$

Список литературы

1. Рубцов В.Д. Выбросы огибающей атмосферного шума // Радиотехника и электроника. 1977, т. 22, № 1, с. 64-71.

2. Рубцов В.Д. Распределение абсолютных максимумов огибающей атмосферного шума // Радиотехника и электроника. 1978, т. 23, № 3, с. 621-623.

3. Криницин В.В. Вероятностное описание процесса обслуживания транспортного потока в системе оперативного УВД // В кн.: Проблемы технического обеспечения систем УВД. М.: МИИГА, 1984, с. 9-14.

СПИСОК АВТОРОВ

Абдулхаков А.А. 107
Авдеев Д. К. 435
Аксенов К. А. 428
Алдонин Г.М. 200, 206, 215
Александрин А. М 67
Алексеев С. С. 311
Алексеева Н.А. 94,254
Алтухова В. В. 398, 413
Антипин А. А. 3
Арцыбасов А. А., 441
Астахов Н. В. 321
Афанасьев К. Е. 134
Афанасьев К. В. 251
Бабак Л. И. 83, 87, 418, 421, 425
Бабинович А. Н. 294
Балландович С. В. 125, 127
Бальва Я. Ф. 70
Барашков В. А. 357, 362
Барышников А. С. 418, 425
Баскаков А. И. 10
Бахар О. И. 164
Бахтина В. А. 311
Башкиров А. В. 321
Белецкая С. Ю. 321
Беляев Б. А. 304
Богатырев Е. В. 394
Богодухов А. М. 366
Боев Н. М. 73
Бойко А. С. 203
Бондаренко В. Н. 20, 60
Борсоев В. А. 450
Бульбик Я. И. 209, 222, 229
Бураков Ф. Л. 206
Бутов В. Г. 343
Быков Е. А. 428
Валеев В. Г. 375
Валиханов М. М. 391
Верещагин А. Н. 369
Вершинин Е. А. 134
Ветров С. Я. 151, 274
Винтураль К. П. 167
Вострецов А. Г. 384
Володина Д. Н. 447
Газизулин Ф. С. 288
Гаипов К. Э. 183, 186, 196
Гайсин А. А. 76
Галеев Р. Г. 20
Гаранин, А. Е. 3
Гафаров Е. Р. 80
Глинченко А. С. 398, 413
Глинчиков В. А. 251, 366
Глушков А. П. 324
Глушков В. П. 431
Гнитиев В. П. 254, 404
Головатюк В. В. 3
Грицутенко С. С. 6
Гришечкин Б. Ю. 10
Грищенко П. В. 171, 173
Грищенко Ю. В. 294
Громыко А. И. 245
Грузман И. С. 13
Дектерев М. Л. 355
Дзюба В. А. 291
Дмитриенко К. С. 83
Добуш И. М. 87, 418
Довбыш И. А. 90
Дорофеев С. Ю. 418, 421
Доценко О. А. 294
Драгунов В. П. 267
Дрокин Н. А. 270
Дудник А. И. 301
Дунаевский Г. Е. 157
Дьяконов В. М. 257
Дьячков Ю. В. 321
Егоров С. А. 435
Емельянов Е. В. 157
Ереско В. С. 441
Жаднов В. В. 435
Жарников Д. А. 314
Желудько С. П. 200, 215
Жигалкин К. Д. 115
Жогало С. А. 371
Жуков А. А. 144
Заенчковский П. В. 334
Золотухин В. В. 164, 180
Зотов Л. Г. 212
Иванов А. В. 17
Иванов Д. В. 330
Иванов С.В. 334
Ивкин И. М. 321
Какоткин В. В. 391
Капустин-Богданов Ю. А. 355, 438, 441
Карачаков В. Г. 94
Карпенко М. С. 209
Kagpov L., 311, 349
Карпушин В. Б. 13
Касаткина Е. Г. 97
Кашкин В. Б. 404
Клевлин А. Г. 20
Клименко Д. Н. 100
Клименкова Е. И. 164
Кобылянский Е. 288
Коколов А. А. 87
Кокорин В. И. 17, 239, 369, 391
Коловский Ю. В. 311, 324, 330, 349
Коннов В. Г. 394
Кононенко Т. С. 206
Копылов А. Ф. 94, 148, 254
Корец А. Я. 307
Корнейчук С. А. 104
Корнилов И. Н. 375
Коровин Е. Ю. 294
Коротков А. Г. 206
Корсаков М. Ю. 212

Коршунов А. В. 257
Костиков Г. А. 125, 127
Кошевой С. Е. 418, 421
Краснов Т. В. 107
Кретов С. Д. 346
Кривошей А. А. 435
Кузьмин Е. В. 60
Кулешов Г. Е. 160
Кутинова А.В. 177
Кухарук К. В. 398,413
Латышева И. К. 215
Лебедев А.Н. 218
Левицкий А. А. 431,444
Левицкий В. А. 352
Лексиков А. А. 130, 441
Лемберг К. В. 111
Литвинов А. И. 327
Лукьянчиков В.Н. 27
Лустов С. Н. 80
Ляйком Е. А. 291
Макаров И. В. 56
Мамедов Е. Х. 171
Mancevski V. 311,349
Маринушкин П. С. 260,444
Масалов Е. В. 407
Мешайкина Л. В. 222
Метелкин Ю. С. 314
Миргород В. Г. 281
Митрохин В. Е. 3
Митьков А. Н. 318
Михайленко Я. В. 203
Могила А. Д. 225
Московских М. С. 285,307
Муратов В. А. 327
Мустафаев М. Г. 263
Мучкин А. П. 401
Мягков А. С. 407
Некрасов А. С. 438
Никитин Л. Н. 340
Никитин С. В. 378
Новиков С.С. 277
Новикова И. А. 327
Номоконова Т. А. 407
Овчинников С. Г. 337
Опальнюк Л. Ф. 164
Остертак Д. И. 267
Павлов А.С. 384
Павлов К.А. 23
Пасько А. В. 270
Патрушева Т.Н. 288
Патюков Е. В. 63
Пацков А.В. 314
Песков М. А. 418,425
Петраковская Э. А. 301
Петрусева Н.В. 180
Петряшов А. А. 27
Петухова А.В. 183
Пешков К. А. 186
Плавский Л. Г. 97
Платунов М. С. 337
Поленга С. В. 154
Полынцев В. В. 291
Полюшкевич А. В. 285, 307
Пономарев В. С. 189
Пономарёв Д. Ю. 167, 173, 177, 192, 196, 444
Попов А. В. 362
Потапова Е. Ю. 189
Потылицын В. С. 29
Пташкин А. А. 127
Пузиков Г. С. 107
Разинкин В. П. 115,137
Райфельд М. А. 42
Романченко А. Ф. 388
Рудакова Н. В. 270,274
Рыбников М. А. 270
Рыженков А. В. 357
Рязанцев Р. О. 118
Сакилиди В. Т. 288
Салакова А. М. 301
Саломатов Ю. П. 67,73,76,80,104,118,121,154
Сарафанов А. В. 438, 447
Сахаровский Д. И 444
Селиванов А.В. 249
Семенова О. В. 285, 307
Сенченко А. А. 121
Сержантов А. М. 70, 111, 130
Сибгатулин Т. Г. 444
Ситников А. А. 209
Соколова Д. О. 32
Соловьев П. Н. 304
Сорокин В. В. 107
Спектор А. А. 42
Спирин А. С 450
Старцев А. Ю. 192
Столбов И. В. 297
Стрижнев А. В. 378
Сугак М. И. 125, 127
Суслопаров М. Н. 35
Сусляев В. И. 160, 297
Сухин Ф. Г. 130
Сушкин И. Н. 410
Тачеев А. Н. 215
Тимофеев И. В. 151
Титов Е. В. 196
Токуреев Д. В. 245
Томилин В. И. 301
Трегубов С. И. 352, 355,441
Тронин О. А, 398
Тропина Т. В. 38
Трофимов С. Н. 134
Турецкий А. В. 346
Тюрнев В. В. 90
Удалов В. Н. 137
Усюкевич А. А. 277
Учуватов М. С. 355
Фатеев Ю. Л. 378, 401
Фень А. М. 438
Филатова С. Г. 42
Фомин А. Н. 229
Фомич Л. М. 318

Харлашин П. А. 285, 307
Хассан А. 46
Хафизов Р. А. 388
Хвалько А. А. 343
Хмелёв В. Н. 218, 232, 235
Цветков В. В. 225, 242
Ципина Н. В. 346
Цупиков А. Е. 141
Чепелев М. Ю. 225, 242
Черных В. Ю. 346
Чони Ю. И. 46, 141
Чумиков В. Ф. 371
Чурилов Г. Н. 301
Шабуров А. И. 27, 29, 349
Шайдуров Г.Я. 27, 249
Шалунов А. В. 218
Шалунова А. В. 232, 235
Шалунова К. В. 232, 235
Шарангович С.Н. 281
Шеерман Ф. И. 418, 425
Шинелев Д. С. 340
Ширенкова О. И. 144
Шорников А. В. 239
Шустов Н. П. 49
Щеглович И. Г. 242
Юзова В. А. 291, 314
Яковлев А. Н. 38, 53
Яковлев А. О. 53
Ярыгина О. Л. 148

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Разработка генератора импульсного тока с управляемой коммутацией для электромагнитных исследований телекоммуникационных узлов
Гаранин А. Е., Головатюк В. В., Антипин А. А., Митрохин В. Е. 3
Цифровая обработка сигнала и проблемы аналогий
Грицутенко С. С. 6
Эксперимент по обработке информационного сигнала космического альтиметра
Гришечкин Б. Ю., Баскаков А. И 10
Анализ ошибок сегментации градиентных алгоритмов оценивания поля направлений
Карпушин В.Б., Грузман И. С. 13
Метод обнаружения посторонних металлических предметов в металлосодержащей руде
Иванов А. В., Кокорин В. И. 17
Исследование помехоустойчивости алгоритмов ускоренного поиска шумоподобного сигнала
Клевлин А. Г., Галеев Р. Г., Бондаренко В. Н. 20
Первые шаги к созданию системы передачи цифровых данных через тело человека
Павлов К. А. 23
Об экспериментальном исследовании эффекта параметрической демодуляции ЭМ волн ультразвуком на границе раздела «вода – воздух»
Петряшов А. А., Лукьянчиков В. Н., Шайдуров Г. Я. 27
Прибор для поиска полиметаллических руд на основание ВП ЕЭМПЗ
Потылицын В. С., Шайдуров Г. Я. 29
Коэффициенты эксцесса и асимметрии спектров как классифицирующие признаки объектов в ССН
Соколова Д. О. 32
Оптимальный алгоритм юстировки ФПКС-2 с применением презиционной системы позиционирования
Суслопаров М. Н. 35
Приемный тракт фазового эхолота с двойным преобразованием частоты
Тропина Т. В., Яковлев А. Н. 38
Траверзный метод построения траектории движения объекта в сейсмической системе наблюдения
Райфельд М. А., Спектор А. А., Филатова С. Г. 42
Анализ динамики адаптации в ААР с учетом логарифмических амплитудных характеристик приемников
Хассан А., Чони Ю. И. 46
Оперативная диагностика направляющих линий поездной радиосвязи с использованием шумоподобных сигналов
Шустов Н. П. 49
Устройство электронной стабилизации луча эхолота при качке судна
Яковлев А. О., Яковлев А. Н. 53
Создание блока автопилота малого беспилотного летательного аппарата
Макаров И. В. 56

Сравнительный анализ алгоритмов слежения за фазой шумоподобного сигнала
Кузьмин Е. В., Бондаренко В. Н. …… 60
Оценка длительности временных интервалов
Патюков Е. В. ……. 63

СЕКЦИЯ «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Моделирование промежуточной зоны излучения зеркальной антенны в широкой полосе частот
Александрин А. М., Саломатов Ю. П. ……... 67
Исследование коэффициентов связи резонаторов полоскового фильтра на подвешенной подложке
Бальва Я. Ф., Сержантов А. М. ……. 70
Исследование параметров кольцевой антенной решетки
Боев Н. М., Саломатов Ю. П. …… 73
Оценка коэффициента взаимного влияния приземных антенн
Гайсин А. А., Саломатов Ю. П. …….. 76
Низкопрофильная антенна с использованием технологии ЧСП
Гафаров Е.Р., Лустов С.Н., Саломатов Ю. П. …… 80
Методика построения универсальной нелинейной модели PHEMT транзистора
Дмитриенко К. С., Бабак Л. И. …….. 83
Исследование моделей элементов копланарных линий для проектирования СВЧ монолитных интегральных схем на основе GaAs
Добуш И. М., Коколов А. А., Бабак Л. И. ……... 87
Оптимизация и исследование свойств микрополоскового фильтра на двухмодовых свернутых резонаторах
Довбыш И. А., Тюрнев В. В. …… 90
Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики управляемой микрополосковой линии передачи для СВЧ наносхем
Карачаков В. Г., Копылов А. Ф. .Алексеева Н. А. ……. 94
Проектирование фильтров «на проход» на экспоненциальных линиях передачи
Касаткина Е. Г., Плавский Л.Г. ……. 97
Вычисление перепада волнового сопротивления плавнонерегулярных линий передачи
Клименко Д. Н. ……. 100
Особенности расчета копланарной структуры возбуждения волн геликонового типа в замагниченной плазме полупроводника
Корнейчук С. А., Саломатов Ю. П. ……... 104
Приемно-передающая линия для биологических исследований
Абдулхаков А. А., Краснов Т.В., Сорокин В. В., Пузиков Г. С. ……. 107
Электрически управляемый микрополосковый жидкокристаллический фазовращатель
Лемберг К. В., Сержантов А. М. …… 111
Фазовый СВЧ манипулятор
Жигалкин К. Д., Разинкин В. П. ……. 115
Разработка линзовой микрополосковой антенной решетки
Рязанцев Р. О., Саломатов Ю. П. …….. 118
Вычисление функций над многокусочными трассами
Сенченко А. А., Саломатов Ю. П. …….. 121

Проектирование печатных отражательных антенных решеток для спутникового телевидения
Балландович С. В, Костиков Г. А.. Сугак М. И. …… 125
Трехслойная печатная проходная решетка
Балландович С. В, Костиков Г. А., Пташкин А.А., Сугак М. И. ……. 127
Полосковые резонаторы на двойной подвешенной подложке
Сухин Ф. Г., Сержантов А. М., Лексиков А. А. …… 130
Анализ помех отражения в неоднородных многопроводных линиях передачи
Вершинин Е. А., Трофимов С. Н., Афанасьев К. Е. ……... 134
Амплитудный СВЧ манипулятор на полевых транзисторах
Удалов В. Н., Разинкин В. П. ……. 137
Вычислительные аспекты электродинамической модели трансформатора амплитудно-фазовых распределений в волноводном варианте
Цупиков А. Е., Чони Ю. И. …….. 141
Волна E_{01} в запредельном двухслойном круглом волноводе
Ширенкова О. И., Жуков А. А. …… 144
Оптимизация электрофизических параметров управляемой микрополосковой линии передачи на полупроводниковой подложке
Ярыгина О. Л., Копылов А. Ф. …… 148
Аподизация спектра двумерного фотонного кристалла
Тимофеев И. В., Ветров С. Я. ……. 151
Оптимизация характеристик микрополосковых отражательных антенных решеток
Поленга С. В., Саломатов Ю. П. ……... 154
Моделирование радиофизического контроля плоских объектов в терагерцовом диапазоне с помощью квазиоптического СВЧ резонатора
Емельянов Е. В., Дунаевский Г. Е. …….. 157
Измерение электромагнитных параметров материалов с большими потерями в микрополосковом нерегулярном резонаторе
Кулешов, Г. Е. Сусляев В. И. ……... 160

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

Современные технологии пассивных оптических сетей
Бахар О. И., Клименкова Е.И., Опальнюк Л. Ф., Золотухин В. В. …… 164
Анализ качества обслуживания сети по доставке контента
Винтураль К. П., Пономарёв Д. Ю. ……... 167
Современные методы построения сельских сетей связи
Мамедов Е. Х., Грищенко П. В. …….. 171
Исследование современных технологий транспортных сетей
Грищенко Ю. В., Пономарев Д. Ю. …… 173
Современные системы управления сетями связи
Кутинова А. В., Пономарев Д. Ю. ……. 177
Исследование надежности сетей связи с коммутацией пакетов с использованием метода имитационного моделирования
Петрусева Н. В., Золотухин В. В. …….. 180
Исследование методов оптимизации QOS с применением тензорного анализа сетей
Петухова А. В, Гаипов К. Э. ……... 183
Применение тензорного метода для анализа мультисервисных сетей на базе технологии ETHERNET
Пешков К. А., Гаипов К. Э. ……. 186

Исследование интенсивности нагрузки на сети связи г. Красноярска
Потапова Е. Ю., Пономарев Д. Ю. ……... 189
Исследование методов передачи видеоинформации от мобильных абонентов
Старцев А. Ю., Пономарев Д. Ю. ……..
192
Технологии виртуальных локальных вычислительных сетей
Титов Е. В., Гаипов К. Э., Пономарев Д. Ю. …… 196

СЕКЦИЯ «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Автоволновая модель возбуждения проводящей сети сердца
Желудько С. П., Алдонин Г. М. ……... 200
Радио-интерфейс передачи данных электрических измерений
Бойко А. С., Михайленко Я.В. ……. 203
Обработка биосигналов в аппаратно-программном комплексе мобильного контроля функционального состояния организма
Бураков Ф. Л., Кононенко Т. С., Алдонин Г. М., Коротков А. Г. ……. 206
Аппроксимация пространственного распределения магнитного поля короткой цилиндрической катушки
Карпенко М. С., Ситников А. А., Бульбик Я. И. …… 209
Многоуровневые одно- и трехфазные инверторы на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющееся структурой
Корсаков М. Ю., Зотов Л. Г. …….. 212
Фотоплетизмографический дистанционный мониторинг сосудистого тонуса
Латышева И. К., Тачеев А. Н., Алдонин Г. М., Желудько С. П. 215
Малогабаритная ультразвуковая сушилка с пьезоэлектрическим излучателем и резонансным технологическим объектом
Лебедев А.Н., Шалунов А.В., Хмелев В.Н. ……. 218
Декомпозиция точного решения задачи о распределении магнитного поля кругового витка с током
Мешайкина Л. В., Бульбик Я. И. ……. 222
Расширение количества постов видеонаблюдения путем подключения дополнительного монитора
Могила, А. Д., Цветков В. В., Чепелев М. Ю. …… 225
Аппроксимация пространственного распределения магнитного поля плоской дисковой катушки
Фомин А. Н., Бульбик Я. И. ……. 229
Ультразвуковая коагуляционная камера для работы в агрессивных средах
Шалунова, К. В. Шалунов А. В., Хмелёв В. Н. ……... 232
Методика расчета геометрических параметров ультразвукового распылителя
Шалунова А. В., Шалунов А. В., Хмелев В. Н. ……... 235
Алгоритм контроля качества руды на конвейере
Шорников А. В., Кокорин В. И. ……... 239
К вопросу о методах многокритериальной оценки
Щеглович И.Г., Цветков В. В., Чепелев М.Ю. …….. 242
Исследование возможности виброакустической диагностики вертолета МИ-8
Токуреев Д. В., Громыко А. И. ……... 245
Медицинский прибор для обезболивания в период сна
Селиванов А. В., Шайдуров Г. Я. ……. 249

Полупроводниковый газовый анализатор как средство экологического мониторинга
Афанасьев К. В., Глинчиков В. А. …… 251

СЕКЦИЯ «ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

Бесконтактная управляемая микрополосковая линия для реализации твердотельных СВЧ наносхем
Гнитиев В. П., Копылов А. Ф., Алексеева Н. А. …… 254
Анализ энергоэффективности алгоритмов хэширования для блоков передачи данных в беспроводных сетях датчиков
Коршунов А.В., Дьяконов В.М. ……... 257
Микроакселерометр на основе туннельного эффекта
Маринушкин П. С. …… 260
Некоторые проблемы при создании микроэлектронных приборных структур
Мустафаев М. Г. ……. 263
Электростатические взаимодействия в МЭМС с изменением межэлектродного зазора
Остертак Д. И., Драгунов В. П. …… 267
Импедансная спектроскопия для исследования пористого кремния
Пасько А. В., Рыбников М.А., Дрокин Н. А. ……... 270
Зонная структура резонансного двумерного фотонного кристалла
Рудакова Н. В., Ветров С. Я. …….. 274
Динамическая неустойчивость в системе двух автогенераторов при резонансной взаимной связи
Усюкевич А. А, Новиков С. С. ……. 277
Исследование динамики импульсной многопучковой записи голографических фотонных структур в фотополимерных композитах
Миргород В. Г., Шарангович С. Н. …… 281
Получение оптических пористых структур на кремнии для планных волноводов
Полюшкевич А. В., Харлашин П. А., Московских М. С., Семенова О. В., Корец А. Я. …….. 285

СЕКЦИЯ «МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ»

Оксиды солнечной ячейки с органическими красителями
Газизулин Ф. С., Кобылянский Е., Патрушева Т. Н., Сакилиди В. Т. ……. 288
Получение глубоких пористых слоев с двух сторон кремниевой пластины
Дзюба В. А., Полынцев В. В., Ляйком Е. А., Юзова В. А. ……. 291
Частотные характеристики радиопоглощающего композиционного материала на основе нанопорошков $Co_{0,56}Zn_{1,44}W$ гексаферрита
Коровин Е. Ю., Бабинович А. Н., Доценко О. А. ……... 294
Определение параметра структуры дистиллированной воды радиофизическим методом 297
Павлова А.А., Столбов И.В., Сусляев В.И. ……
Термическое напыление композиционных пленок на основе фуллерена и никеля
Дудник А. И., Салакова А. М., Петраковская Э. А., Чурилов Г. Н., Томилин В.И.. 301

Перемагничивание тонких пленок с одноосной и однонаправленной анизотропией
Соловьев П.Н., Беляев Б. А. …… 304
Создание фотонных структур на пористом кремнии
Харлашин П. В., Московских М. С., Полюшкевич А. В., Семенова О. В., Корец А. Я. …… 307
Моделирование микрорельефа 3D – структур (дифракционных оптических элементов) при помощи пакета CST MICROWAVE STUDIO
Бахтина В. А., Алексеев С. С., Шабуров А. И., Коловский Ю. В. L. Karpov, V. Mancevski** …….. 311
Разработка конструкции электромеханической ячейки для получения пористых слоев на пластинах монокристаллического кремния
Метелкин Ю. С., Пацков А. В., Жарников Д. А., Юзова В. А. ……... 314

СЕКЦИЯ «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Вероятностно-математическая среда разделения электронной базы на классы качества
Митьков А. Н., Фомич Л. М. …….. 318
Системы на кристалле (СнК) в высоконагруженных системах бортовой аппаратуры
Ивкин И. М., Астахов Н. В., Башкиров А. В., Дьячков Ю. В., Белецкая С. Ю. ….. 321
Метод приближенной оценки деградации ярких светодиодов
Глушков А. П., Коловский Ю. В. ……. 324
Обеспечение контролепригодности технических объектов с целью их диагностирования 327
Муратов В. А., Новикова И. А., Литвинов А. И. ……..
Новый метод анализа дисторсии фотограмметрических систем
Иванов Д. В., Коловский Ю. В. ……... 330
Устройства обеспечения тепловых режимов радиоэлектронных средств на основе плавящихся веществ
Заенчковский П. В., Иванов С. В. ……... 333
Особенности проектирования автоматизированных установок для исследования электрических и магнитных свойств твердотельных материалов в широком диапазоне температур
Платунов М. С., Овчинников С. Г. …… 337
Регулятор скорости вращения электродвигателя
Шинелев Д. С., Никитин Л. Н. ……... 340
Упрощение геометрических моделей бортовой аппаратуры космических аппаратов для обеспечения проведения механического анализа
Хвалько А. А., Бутов В. Г. …… 343
Разработка диагностического прибора для проверки узлов инженерного двигателя
Кретов С. Д., Ципина Н .В., Черных В. Ю., Турецкий А. В. …….. 346
Исследование метода управления формой поверхности с целью получения соответствующих отражающих характеристик
Шабуров А. И., Коловский Ю. В L. Karpov, V. Mancevski**. ……... 349

Транспортная основа системы дистанционного предоставления медицинских услуг
Левицкий В. А., Трегубов С. И. …….. 352
Оптимизация проектирования электронных средств в пакете *ALTIUM DESIGNER*
Дектерев М. Л., Капустин-Богданов Ю. А., Учуватов М. С., Трегубов С. И. ….. 355
Экологические проблемы производства и утилизации электронных средств
Рыженков А. В., Барашков В. А. ……
357
Разработка электронной среды лабораторного практикума по электробезопасности электрических сетей
Попов А. В., Барашков В. А. …… 362

СЕКЦИЯ «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Помехоустойчивое кодирование
Богодухов А. М., Глинчиков В. А. …… 366
Анализ параметров траектории полета ракеты-носителя при прямом выводе
Верещагин А. Н., Кокорин В. И. ……. 369
Исследование радиоканала искусственного спутника астероида
Жогало С. А., Чумиков В. Ф. …….. 372
Применение одноканального компенсатора в когерентном приемнике РЭС для подавления мощных мешающих сигналов
Корнилов И. Н., Валеев В. Г. …….. 374
Разработка и исследование динамического алгоритма определения угловой ориентации неподвижного объекта на основе Глонасс (GPS)
Стрижнев А. В., Фатеев Ю. Л. …… 378
Двухэтапный алгоритм поиска сопряженных точек
Никитин С. В. ……. 381
Исследование помехоустойчивости систем связи в условиях воздействия узкополосной импульсной помехи
Павлов А. С., Вострецов А. Г. 384
Повышение пропускной способности информационной системы ПП организацией нестационарного энергетического состояния
Хафизов Р. А., Романченко А. Ф. …….. 387
Система навигационного обеспечения сейсморазведочных работ
Какоткин В. В., Валиханов М. М., Кокорин В. И. ……. 391
Малогабаритный навигационный приемник
Богатырев Е. В., Коннов В. Г. …… 394
Алгоритмы весового изменения параметров вещественных гармонических сиглов конечной длительности
Алтухова В. В., Кухарук К. В., Глинченко А. С., Тронин О. А. ……. 397
Разработка и исследование динамического алгоритма угловой ориентации вращающегося на основе ГЛОНАСС (GPS)
Мучкин А. П., Фатеев Ю. Л. ……..... 401
Подповерхностная радиолокация
Гнитиёв В. П., Кашкин В. Б. 404
Исследование влияния поляризационных характеристик анизотропных сред на поляризационную структуру сигналов РЛС
Мягков А. С., Номоконова Т. А., Масалов Е. В. …… 407

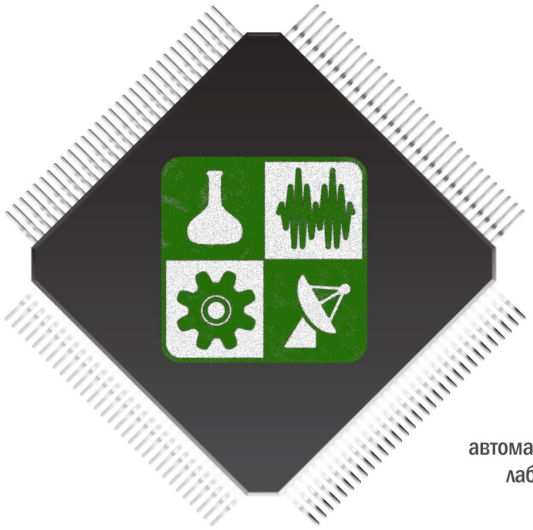
Применение навигационных спутниковых систем Глонасс и GPS для построения пунктов прогноза землетрясений
Сушкин И. Н. …… 410
Применение полигармонических сигналов для измерения частотных характеристик объектов при наличии нелинейных искажений
Алтухова В. В., Кухарук К. В., Глинченко А. С. …… 413

СЕКЦИЯ «АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ»

Интеллектуальная система автоматизированного проектирования СВЧ-устройств *INDESYS*
Дорофеев С. Ю., Песков М. А., Барышников А. С., Кошевой С. Е., Добуш И. М., Шеерман Ф.И., Бабак Л. И. …… 418
Структурный синтез СВЧ устройств на основе генетического алгоритма в системе автоматизированного проектирования INDESYS
Кошевой С. Е., Дорофеев С. Ю., Бабак Л. И. ……... 421
Программа визуального проектирования корректирующих и согласующих цепей СВЧ монолитных интегральных устройств INDESYS-LM
Барышников А. С., Песков М. А., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. …….. 425
Проблема планирования имитационного эксперимента и синтеза бизнес-процессов при имитационном моделировании разрабатываемых автоматизированных систем
Быков Е. А., Аксенов К. А. ……. 428
Численное моделирование стержневых элементов микроэлектромеханических систем
Глушков В. П., Левицкий А. А. …….. 431
Автоматизация проектных исследований характеристик систем ЗИП электрических средств
Авдеев Д. К., Егоров С. А., Кривошей А. А., Жаднов В. В. ……. 435
Формирование перечня элементов в ALTIUM DESIGNER
Некрасов А. С., Фень А. М., Капустин-Богданов Ю. А., Сарафанов А. В. ……... 438
Применение системы контроля версий совместно с пакетом ALTIUM DESIGNER
Арцыбасов А. А., Ереско В. С., Капустин-Багданов Ю. А., Трегубов С. И. ……. 441
Проектирование компонентов МЭМС на основе параметрических моделей
Пономарев В.С., Сахаровский Д. И, Сибгатулин Т. Г., Левицкий А. А., Маринушкин П. С. …… 444
Метод проектирования электронных образовательных ресурсов
Володина Д. Н., Сарафанов А. В. ……. 447
Комплексное исследование характеристик РЭС средствами математического моделирования
Спирин А. С., Борсоев В. А. ……. 450
Список авторов 455

СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
SIBERIAN FEDERAL UNIVERSITY
www.sfu-kras.ru

Сетевой учебно-исследовательский центр коллективного пользования уникальным лабораторным оборудованием на базе *web*-портала



Портал
автоматизированных и виртуальных
лабораторных практикумов СФУ
www.lab.sfu-kras.ru

Центр технологий электронного обучения
www.edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/cteo

Лаборатория по разработке мультимедийных
электронных образовательных ресурсов
www.edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/lab

Региональный инновационный центр
«Центр технологий National Instruments»
при Красноярском ЦНИТ
www.edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/ni

1. Актуальность

Обеспечение конкурентоспособности учебной деятельности образовательного учреждения на российском и международном рынках тесно связано с модернизацией образовательного процесса в направлении широкого применения информационно-коммуникационных технологий и построенных на их основе технологий *e-learning*.

Важное место в таких технологиях отводится организации лабораторных исследований, которые имеют большое значение в процессе подготовки кадров в области техники и технологий.

При организации лабораторных исследований информационно-коммуникационные технологии выступают в роли средств автоматизации процессов измерения и управления экспериментальным оборудованием (установки, приборы, лабораторные макеты и т. п.). Параллельно с этим в российских образовательных учреждениях решаются задачи модернизации морально и технически устаревшей лабораторной базы путем создания систем автоматизированных лабораторных практикумов, построенных с применением последних достижений в области компьютерных измерительных технологий.

В Сибирском федеральном университете (СФУ) на базе Регионального инновационного центра «Центр технологий *National Instruments*» (*www.edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/ni*) реализован проект по созданию комплекса систем автоматизированных лабораторных практикумов (АЛП) на основе сетевого (в сетях *Ethernet*, *Intranet*, *Internet*) многопользовательского доступа в режиме реального времени к уникальному лабораторному оборудованию (с возможностью изменения и задания индивидуальных конфигурации, параметров и траектории исследований) на основе портала автоматизированного и виртуального лабораторных практикумов (АЛП/ВЛП) СФУ (*www.lab.sfu-kras.ru*), выступающего в качестве сетевого учебно-исследовательского центра коллективного пользования на основе интернет-технологий.

Организация автоматизированных лабораторных исследований базируется на концепции построения АЛП с удаленным доступом (АЛП УД), которая была разработана специалистами СФУ в Сибирском региональном отделении УМО по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации при СФУ совместно с Сибирским региональным учебно-методическим центром высшего профессионального образования и Красноярским региональным центром новых информационных технологий; утверждена в 2005 г. на пленуме УМО по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации при Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете.

Для систем АЛП на основе унифицированных методов разработаны: комплекс специальных технических средств автоматизации лабораторных установок, специализированное программное и методическое обеспечение.

Выполнение лабораторных исследований в системе АЛП УД осуществляется с помощью сетевых телекоммуникационных технологий с персонального компьютера, расположенного в любой точке мира, и дистанционно управляемого исследуемого объекта (лабораторного макета, входящего в состав аппаратно-программного комплекса с удаленным доступом), а также сопряженных с ним компьютерных средств измерения и управления.

2. Обобщенная схема построения систем АЛП УД

В рамках реализации проекта по созданию комплекса систем АЛП УД в СФУ на базе Регионального инновационного центра «Центр технологий *National Instruments*» (*www.edu.sfu-kras.ru/studies/sdo/ni*) была создана и отработана унифицированная схема

построения систем АЛП УД на основе технологий корпорации *National Instruments* (*USA*, *www.ni.com*) (рис. 2.1) с использованием портала АЛП/ВЛП СФУ (*www.lab.sfu-kras.ru*) как интегрирующего компонента. Портал выступает в качестве единой точки доступа к системам АЛП/ВЛП, комплексным лабораторным исследованиям и электронным образовательным ресурсам. Согласно схеме построения систем АЛП УД на ПЭВМ-измерителе системы находится серверное измерительное ПО, реализуемое в среде графического программирования *LabVIEW*. Под управлением его происходит ввод-вывод измерительных аналоговых и цифровых управляющих сигналов на автоматизированный лабораторный макет через устройства сбора данных. Взаимодействие программной и аппаратной частей системы осуществляется при помощи комплекса драйверов *DAQmx*.

В качестве аппаратной части в системе АЛП УД выступают встраиваемые в персональный компьютер унифицированные в рамках технологий *National Instruments* многофункциональные платы сбора данных, платы аналогового и цифрового ввода-вывода, платы осциллографов и генераторов, модульные устройства согласования, различные готовые программно-аппаратные измерительные комплексы *National Instruments*.

За счет разработанных специализированных алгоритмов работы серверного ПО реализуется многопользовательский режим работы АПК в системе АЛП УД, который обеспечивает одновременную работу с лабораторными установками до нескольких десятков или сотен пользователей. При этом организация учебного процесса, объединение всех компонентов АЛП/ВЛП в единое образовательное пространство, доступ к методическому обеспечению и тематическим мультимедийным электронным образовательным ресурсам, обеспечение методической, технической и информационной поддержек пользователей осуществляются средствами портала АЛП/ВЛП.

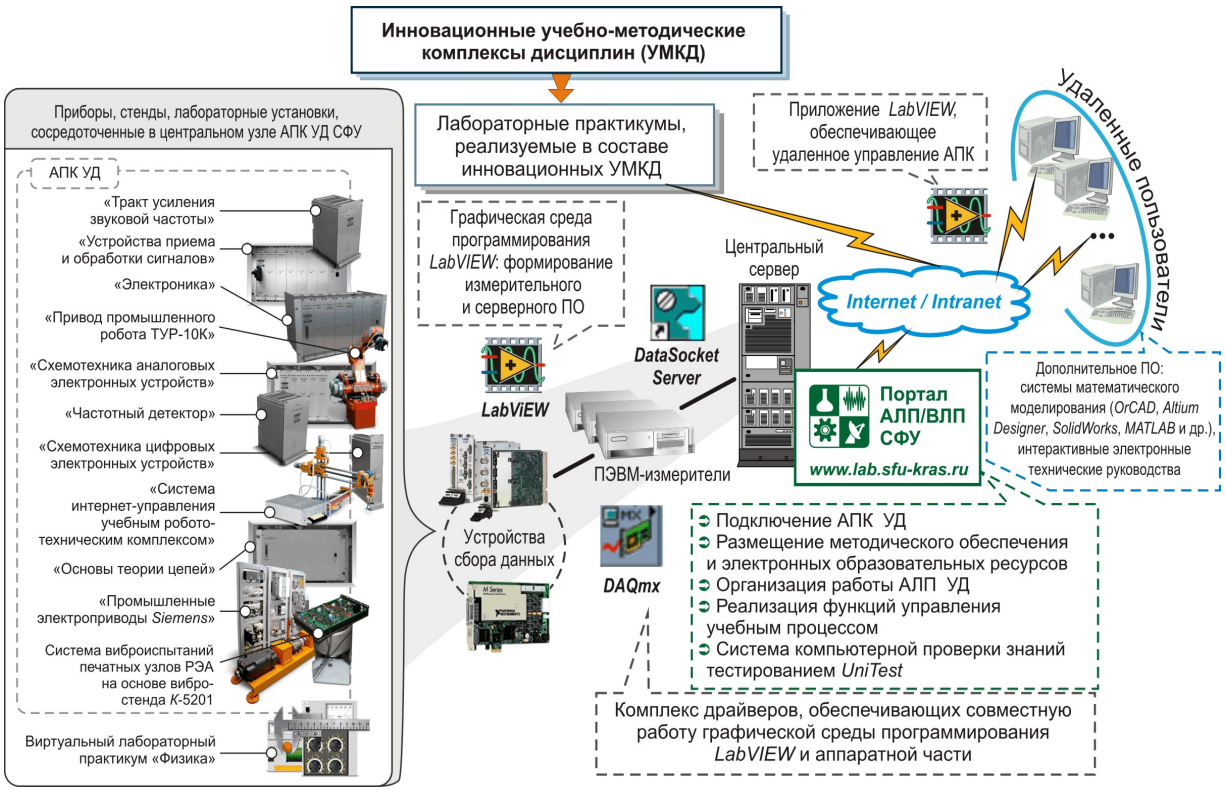


Рис. 2.1. Обобщенная схема построения систем АЛП УД
на основе технологий *National Instruments*

Рис. 2.2. Фрагмент центрального узла аппаратно-программных комплексов
с удаленным доступом, расположенного на территории Сибирского федерального университета

3. Портал автоматизированных и виртуальных лабораторных практикумов СФУ

Назначение

Портал (рис. 3.1) является интегрирующей подсистемой для всех компонентов систем АЛП/ВЛП СФУ.

Портал обеспечивает полнофункциональную организационную, техническую и методическую поддержку работы специализированных сетевых лабораторий, позволяющих выполнять комплексные лабораторные исследования по широкому спектру дисциплин:

- «Электроника»;
- «Общая электротехника и электроника»;
- «Полупроводниковые приборы»;
- «Схемотехника аналоговых электронных устройств»;
- «Электротехника и микроэлектроника»;
- «Устройства приема и обработки сигналов»;
- «Методы и устройства приема сигналов»;
- «Диагностика и надежность радиоэлектронной аппа-ратуры»;
- «Цифровая схемотехника»;
- «Приводы роботов»;
- «Электропривод и автоматизация промышленных установок»;
- «Физика» и др.

Функционально портал представляет собой комплекс сетевых лабораторий, АПК УД, интерфейсов, интерактивных форм и инструментов для организации учебного процесса, связанных между собой системой управления комплексом баз данных и ресурсами посредством телекоммуникаций (рис. 3.2).

Виртуальное образовательное пространство портала спроектировано для функционирования специализированных сетевых лабораторий, ориентированных:

- на систему начального профессионального и среднего профессионального образования;
- систему высшего профессионального образования;
- систему дополнительного образования.

Рис. 3.1. Главная страница портала АЛП/ВЛП СФУ, расположенного по адресу www.lab.sfu-kras.ru

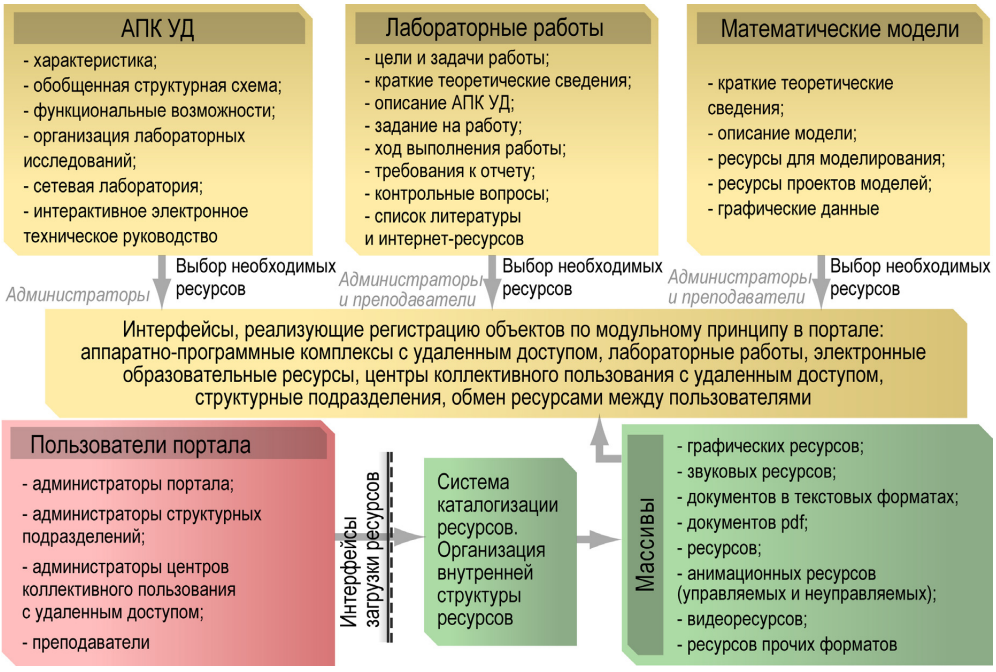


Рис. 3.2. Структура портала

Организация и структура портала

Особенностью организации портала является его построение в виде отдельных функциональных компонентов (модулей), основными из которых являются:

- специализированные сетевые лаборатории;
- структурные подразделения и ЦКП, на базе которых производится организация сетевого доступа пользователей к функционирующим в дистанционном режиме лабораторным установкам, виртуальным лабораторным практикумам, электронным образовательным ресурсам (ЭОР) и т. п.;
- набор аппаратно-программных комплексов с уда-ленным доступом (АПК УД), позволяющих выполнять экспериментальные исследования на реальном оборудовании;
- лабораторные исследования, интерфейс которых обеспечивает доступ к ресурсам АПК УД, методическому обеспечению, виртуальным стендам и приборам, электронным образовательным ресурсам, сетевой системе тестирования и т. п.;
- комплекс виртуальных лабораторных практикумов, реализованных в виде математических моделей с применением систем *OrCAD*, *Altium Designer*, *SolidWorks*, *MathCAD* и др.;
- сетевая версия системы компьютерной проверки знаний тестированием (*Unitest* 3.0, *http://unitest.lab.sfu-kras.ru*);
- комплекс банков тестовых заданий по дисциплинам и направлениям лабораторных исследований;
- электронные образовательные ресурсы.

Ключевым программным компонентом портала является система управления ресурсами (СУР) – хранилище данных различных форматов в системе баз данных портала с возможностью регламентированного доступа. Все категории пользователей портала посредством тех или иных интерфейсов имеют доступ к СУР, которая обеспечивает структурированное представление и хранение ресурсов с помощью каталогизации.

Управление функциональными компонентами осуществляет административный персонал портала, который наделяется необходимыми правами по их созданию, регистрации, а также установке всех внутренних взаимосвязей с другими функциональными компонентами.

Образовательная составляющая портала (рис. 3.3) реализуется с помощью специализированных интерфейсов студента и преподавателя. Интерфейс студента – виртуальный рабочий стол, а интерфейс преподавателя – электронный журнал.

Интерфейсы портала и методическое обеспечение основных видов лабораторных исследований представлены в двуязычной форме – на русском и английском языках (рис. 3.4).

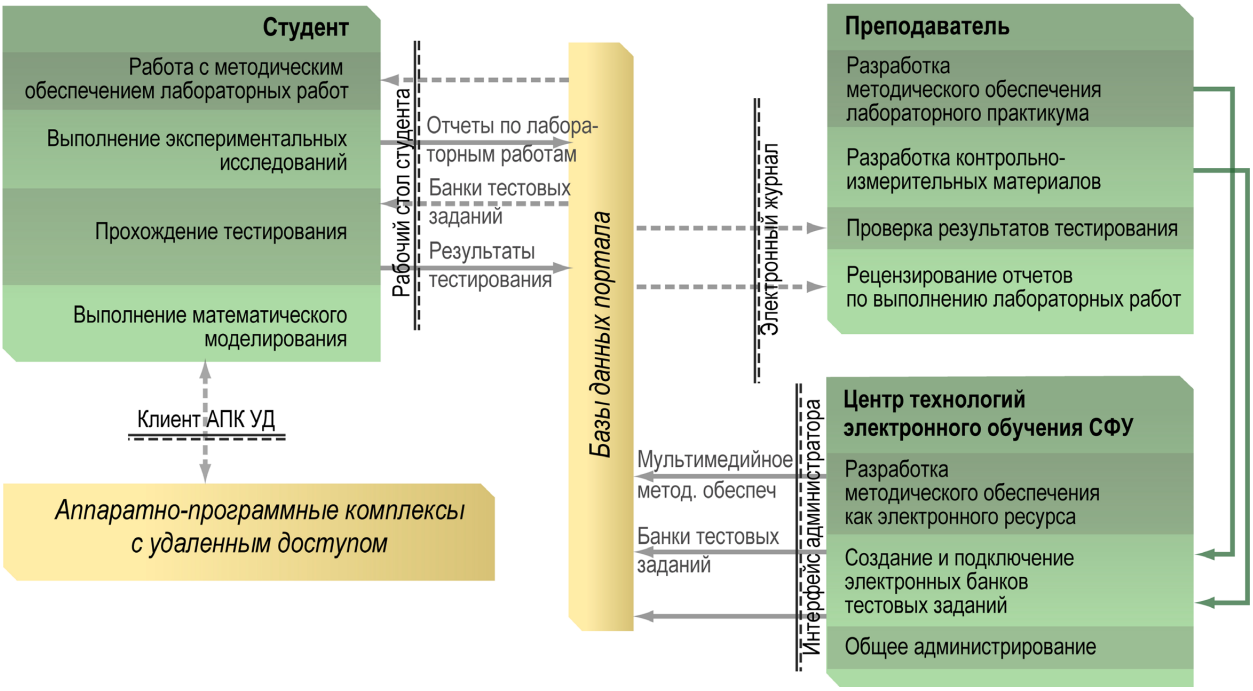


Рис. 3.3. Организация учебного процесса на базе портала

Рис. 3.4. Фрагмент портала АЛП УД СФУ на английском языке

Пользователь «Студент»	Пользователь «Преподаватель»
Секции портала	
• открытые ресурсы; • дисциплины или тематика лабораторных исследований; • электронные образовательные ресурсы	• открытые ресурсы; • учебные группы; • статистика по каждому студенту; • методические материалы
Специализированные интерфейсы портала	
Виртуальный рабочий стол (рис. 3.5)	Электронный журнал преподавателя (рис. 3.6)
• методическое обеспечение; • описание АПК УД; • экспериментальные исследования; • математическое моделирование (на базе систем Cadense OrCAD, Altium Designer, SolidWorks, MathCAD и др.); • система компьютерного тестирования с сетевым доступом (на базе сетевой версии системы тестирования UniTest 3.0); • интерактивные электронные технические руководства (ИЭТР); • отчетность студентов по лабораторным исследованиям	• анализ и рецензирование отчетности студентов по лабораторным работам; • система управления ресурсами портала; • управление системой тестирования студентов (управление банками тестовых заданий и сценариями тестирования)

Аппаратная часть портала компактно сосредоточена в специализированных помещениях (серверных – см. рис. 2.2) и централизованно обслуживается группой технических специалистов (телефон горячей линии – 8 (391) 291-20-46). В качестве дополнительного средства информационной поддержки пользователей функционирует форум по адресу *http://www.alpsib.ru/forum.aspx*.

Рис. 3.5. Внешний вид виртуального рабочего стола студента в сетевой лаборатории «Радиоэлектроника»

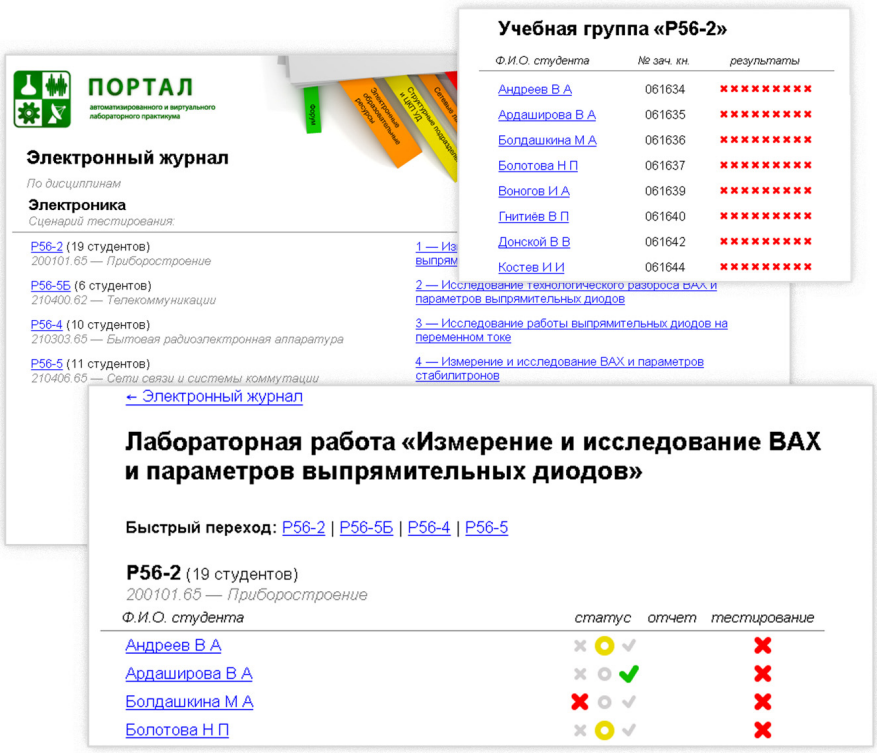


Рис. 3.6. Внешний вид электронного журнала преподавателя

Функциональные возможности

Портал обладает следующими функциональными возможностями, реализованными в виде комплекса специализированных сервисов.

1. Сервисы в области образовательного процесса:
   - регламентированный удаленный доступ студентов к лабораторному оборудованию, мультимедийному методическому обеспечению, электронным образовательным ресурсам, сетевой версии системы тестирования;
   - получение справочной информации;
   - виртуальное взаимодействие преподавателей, студентов и административного персонала портала и образовательных учреждений;
   - централизованная техническая, методическая и организационная поддержка преподавателей, студентов и администраторов образовательных учреждений.
2. Сервисы в области организации управления порталом:
   - система управления ресурсами портала, обеспечивающая модульный подход к организации контента портала и гибкость формирования его отдельных функциональных компонентов;
   - система регистрации АПК УД, сетевых лабораторий, лабораторных работ, банков тестовых заданий, математических моделей;
   - четырехуровневая система администрирования портала, позволяющая делегировать необходимые полномочия по управлению отдельными секциями портала на удаленные образовательные площадки;
   - система управления регистрацией центров коллективного пользования с удаленным доступом (ЦКП УД) и структурных подразделений, на базе которых разворачиваются ЦКП УД;
   - публикация и регламентирование прав доступа к электронным образовательным ресурсам, в том числе с элементами мультимедиа, которые являются дополнением к методическому обеспечению лабораторных работ.

Каждая лабораторная работа, сетевая лаборатория, аппаратно-программный комплекс или любой другой функциональный компонент портала создаются с привлечением ведущих преподавателей и специалистов в области компьютерных измерительных технологий в режиме «конструктора», что обеспечивает широкие возможности по организации лабораторных исследований и их высокое качество.

Специализированные сетевые лаборатории и сопровождение учебного процесса

В настоящее время в портале функционируют следующие специализированные сетевые лаборатории:

сетевая лаборатория центров коллективного пользования с удаленным доступом Сибирского федерального округа – ЦКП УД СФО (вошла в состав портала в 2007 г. как самостоятельная единица на собственной платформе, http://www.alpsib.ru; создана в 2006 г. в результате реализации гос. контракта № П 273 от 22.09.2006. в рамках ФЦПРО на 2006-2010 гг.);

«Радиоэлектроника»;

«Механика»;

«Интеллектуальная робототехника»;

«Электротехника»;

«Физика».

Каждая сетевая лаборатория обеспечивает организацию и сопровождение учебного процесса с помощью следующих функций:

- авторизованный регламентированный доступ к образовательному контенту;
- непосредственное выполнение лабораторных работ в режиме удаленного доступа;
- доступ к модулям математического моделирования;
- доступ к банкам тестовых заданий по дисциплинам, в рамках изучения которых выполняются лабораторные исследования;
- доступ к актуальной информации по вопросам работы системы лабораторных практикумов;
- получение общей информации о доступных для выполнения лабораторных работах в зависимости от выбранной специальности и дисциплины;
- виртуальное общение преподавателей, студентов и административного персонала;
- организация централизованной технической и методической поддержки преподавателей, студентов и администраторов по вопросам работы системы лабораторного практикума.

Для всех лабораторных исследований разработано электронное методическое обеспечение в соответствии со следующей структурой:

- название лабораторной работы;
- цель и задачи лабораторной работы;
- краткие теоретические сведения;
- описание аппаратно-программного комплекса;
- задание на лабораторную работу;
- ход выполнения работы;
- контрольные вопросы;

- требования к оформлению отчета;
- список литературы и *Internet*-ресурсов.

Интеграция с учебно-методическими комплексами дисциплин инновационного типа

В СФУ отработана технология создания и внедрения на системной основе учебно-методических комплексов дисциплин (УМКД) инновационного типа как в твердом, так и в электронном видах с возможностью их каталогизации и размещения в централизованном хранилище научной библиотеки СФУ, а также реализации технологии «Книга (электронный ресурс) по требованию» (рис. 3.7).

Одним из главных видов учебной работы, обеспечивающим приобретение необходимых компетенций по заданному направлению подготовки, является лабораторный практикум.

Портал АЛП/ВЛП СФУ является платформой для доступа к лабораторным исследованиям, которые реализованы в составе отдельных УМКД и выполняются на новом и уникальном лабораторном оборудовании (см. рис. 2.1). Посредством интерфейса программной среды инновационного УМКД с помощью телекоммуникаций обеспечивается доступ к специализированным сетевым лабораториям и АПК УД портала *www.lab.sfu-kras.ru*, предоставляющим все необходимые инструменты для выполнения лабораторных исследований, в том числе доступ к методическому обеспечению и электронным образовательным ресурсам.

Интеграция учебных материалов, разработанных ведущими преподавателями СФУ, и системы АЛП/ВЛП СФУ позволяет предложить студентам и преподавателям ряд законченных решений для полноценной организации учебного процесса по ряду дисциплин. Каталог разработанных УМКД доступе по адресу http://www.sfu-kras.ru/files/catalog_.pdf

Рис. 3.7. Элементы учебно-методических комплексов дисциплин в твердом и электронном видах

4. Аппаратно-программные комплексы с удаленным доступом, подключенные к порталу АЛП/ВЛП

АПК УД «Электроника»

Назначение

АПК УД входит в состав сетевых лабораторий «Радиоэлектроника», «Электротехника», «ЦКП УД СФО» и обеспечивает выполнение 12 лабораторных исследований в многопользовательском режиме (одновременная работа 100 и более пользователей) с удаленным доступом по сети *Internet*/*Intranet* по дисциплинам: «Электроника», «Общая электротехника и электроника», «Полупроводниковые приборы», «Схемотехника электронных средств», «Электроника и микроэлектроника» и другим дисциплинам, направленным на изучение принципов работы полупроводниковых приборов.

Конструкция на базе крейта 6*U*

Обобщенная структурная схема АПК

Для проведения лабораторных исследований в состав АПК включены (рис. 4.1): модуль «Диод» – два комплекта по четыре однотипных кремниевых и германиевых диода; модуль «Стабилитрон» – две группы по четыре однотипных стабилитрона; модуль «Биполярный транзистор» – четыре однотипных транзистора *n*–*p*–*n*-типа и четыре однотипных транзистора *p*–*n*–*p*-типа; модуль «Полевой транзистор» – четыре однотипных полевых транзистора с изолированным затвором и каналом *n*-типа и четыре однотипных транзистора с *p*–*n*-переходом и каналом *p*-типа.

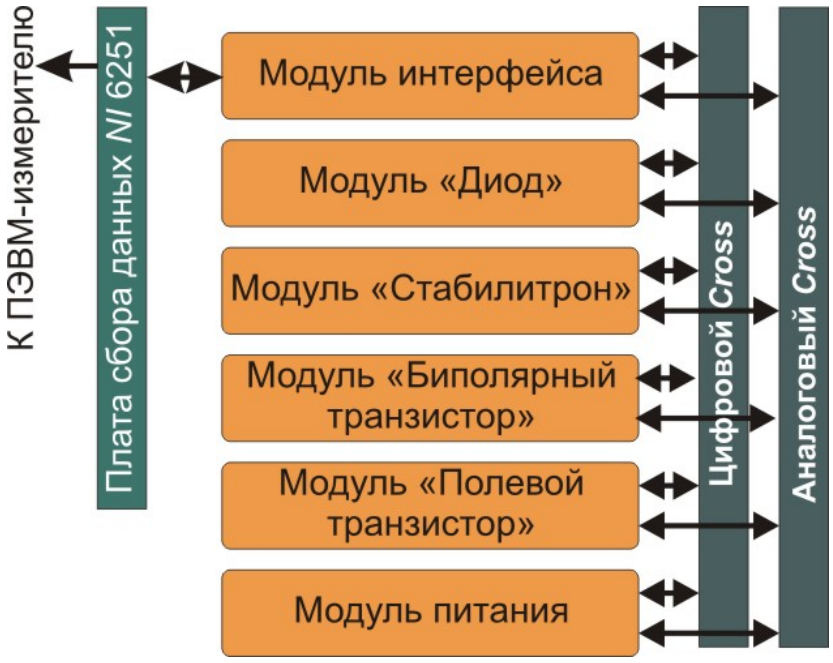


Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема АПК УД «Электроника»

Функциональные возможности

Измерение/исследование (в ручном и автоматическом режимах):
прямой и обратной ветвей вольт-амперных характеристик (ВАХ) диода и стабилитрона; нагрузочной характеристики и характеристик стабилизации стабилитрона; статических и динамических передаточных и выходных характеристик полевого транзистора; статических и динамических входных и выходных характеристик биполярного транзистора в схемах включения с общим эмиттером и общей базой; статического и дифференциального сопротивлений диода и стабилитрона, крутизны и выходного сопротивления полевого транзистора, *h*-параметров биполярного транзистора; технологического разброса ВАХ и параметров диода, стабилитрона, полевого и биполярного транзисторов;
исследование работы:
диода на переменном токе при активной и активно-емкостной нагрузках; стабилитрона в схеме параметрического стабилизатора напряжения; полевого и биполярного транзисторов на переменном токе в линейном и нелинейном режимах при различных сопротивлениях нагрузки;
возможность визуализации установки и изменения положения рабочей точки на ВАХ исследуемых полупроводниковых приборов в динамическом режиме работы.

Комплекс виртуальных инструментов

Для исследования характеристик полупроводниковых приборов, входящих в состав модулей АПК, используется комплекс виртуальных стендов и измерительных приборов, разработанных в среде *LabView*.

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

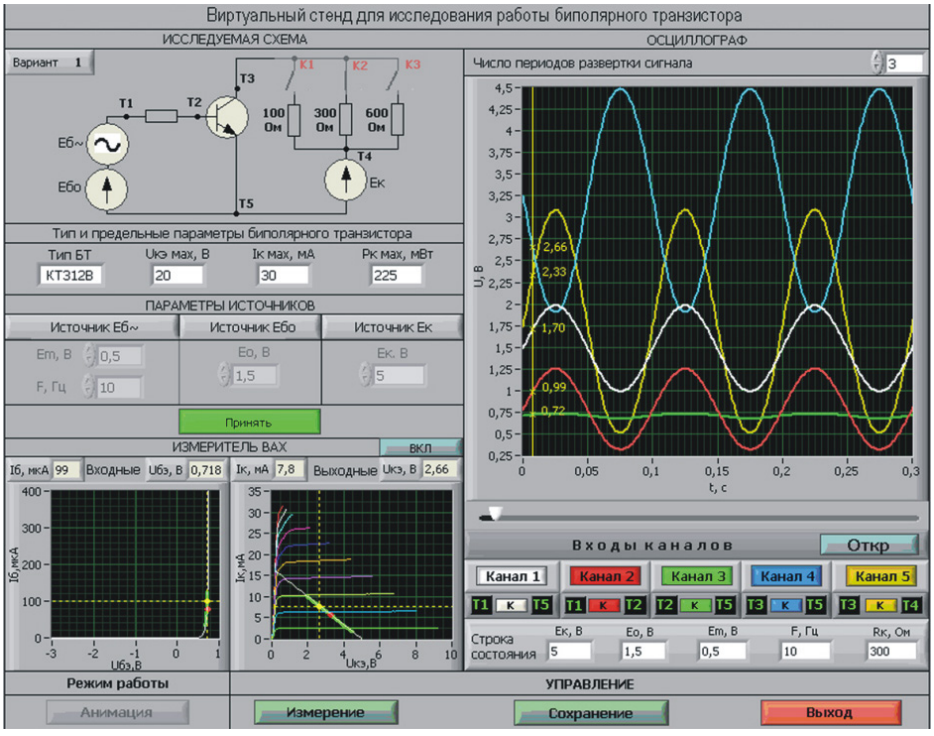


Рис. 4.2. Комплекс виртуальных инструментов АПК УД «Электроника»

Математическое моделирование

Лабораторные исследования по экспериментальному изучению принципов работы полупроводниковых приборов средствами АПК УД «Электроника» дополняются моделированием режимов их работы на ПЭВМ средствами *Cadence OrCAD* 9.1 (рис. 4.3).

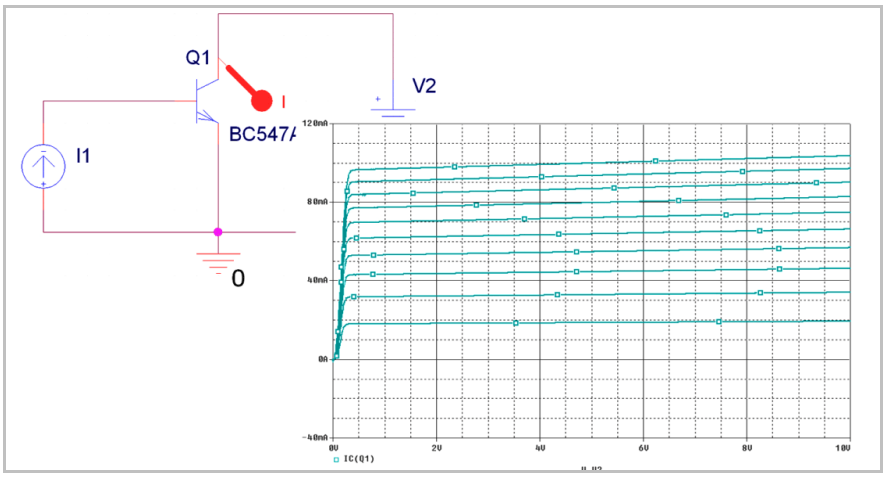


Рис. 4.3. Построение выходных ВАХ биполярного транзистора средствами системы схемотехнического проектирования электронных средств *OrCAD* 9.1

Программные средства моделирования позволяют на основе математических моделей объектных модулей АПК УД «Электроника» выполнить исследования электрических характеристик полупроводниковых приборов, включающие:

- расчет среднестатистических ВАХ и параметров полупроводниковых приборов, оценку соответствия результатов моделирования и измерений, повышение точности моделирования путем использования экспериментально находимых параметров математической модели;
- анализ режимов работы полупроводниковых приборов по постоянному току;
- анализ параметров и характеристик электронных устройств на основе исследуемых полупроводниковых приборов во временной области;
- анализ параметров и характеристик электронных устройств на основе исследуемых полупроводниковых приборов в частотной области;
- статистический анализ параметров и характеристик полупроводниковых приборов по методу Монте-Карло;
- анализ температурных зависимостей параметров и характеристик полупроводниковых приборов.

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder* (*Technical Guide Builder*), позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.4):

- описание структурной схемы АПК УД;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК УД лабораторных исследований;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов;

- комплект электронной конструкторской документации (схемы электрические принципиальные модулей; чертежи и 3*D*-модели конструктивных узлов АПК УД, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции и др.).

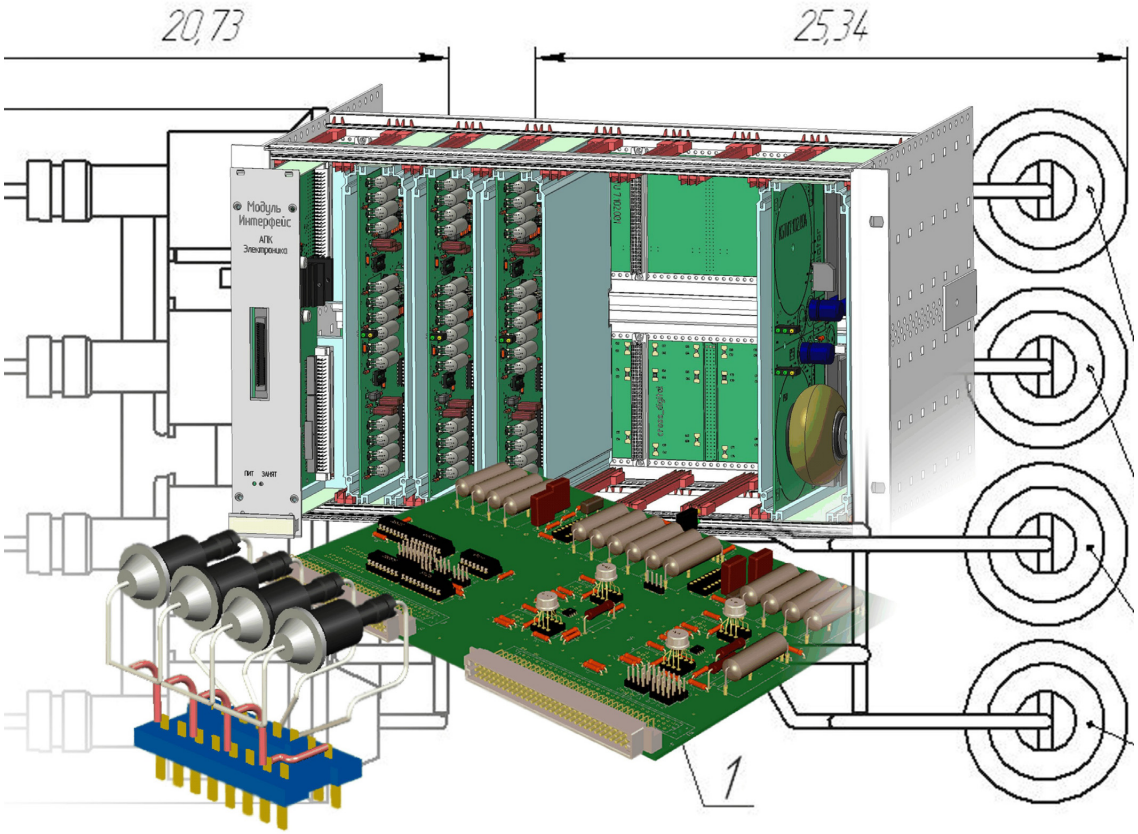
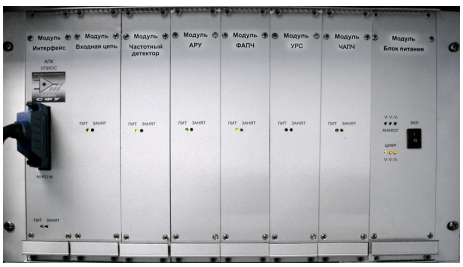


Рис. 4.4. Пример 3*D*-модели конструкции лабораторного макета АПК УД «Электроника»

АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов»

Назначение

АПК УД входит в состав сетевых лабораторий «Радиоэлектроника» и «ЦКП УД СФО»; обеспечивает выполнение 6 комплексов лабораторных исследований (40 заданий) в многопользовательском режиме (одновременная работа 100 и более пользователей) с удаленным доступом по сети *Internet*/*Intranet* по дисциплинам: «Устройства приема и обработки сигналов», «Прием и обработка сигналов», «Методы и устройства приема сигналов» и другим дисциплинам, направленным на изучение принципов работы радиоприемных устройств.



Конструкция на базе крейта 6*U*

Обобщенная структурная схема АПК

Для проведения лабораторных исследований в состав АПК включены модули (рис. 4.5): «Входная цепь»; «Усилитель радиосигнала»; «Частотный детектор»; «Частотная автоподстройка частоты»; «Фазовая автоподстройка частоты»; «Автоматическая регулировка усиления».

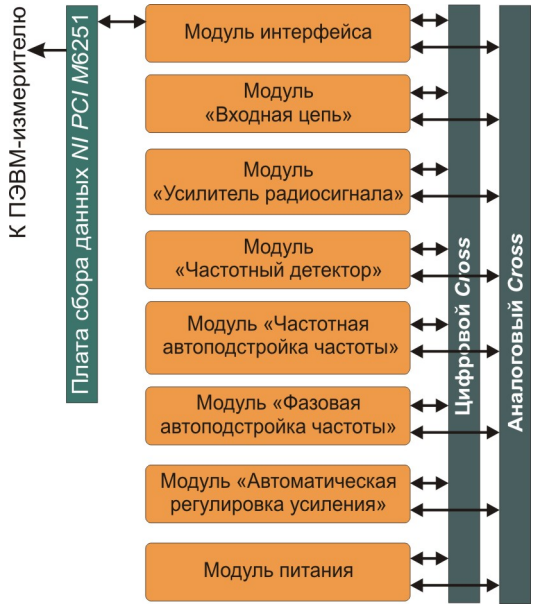


Рис. 4.5. Обобщенная структурная схема
АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов»

Функциональные возможности

- исследование характеристик 3 типов одноконтурных входных цепей;
- исследование характеристик 3 типов усилителей радиосигнала;
- исследование процесса детектирования ЧМ-сигналов 3 типов частотных детекторов;
- исследование процесса частотной автоподстройки частоты (ЧАПЧ), основных характеристик и параметров систем ЧАПЧ;
- исследование процесса фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), основных характеристик и параметров систем ФАПЧ;
- исследование процесса автоматического регулирования усиления в усилителях промежуточной частоты, основных характеристик и параметров систем АРУ.

Комплекс виртуальных инструментов

Для исследования характеристик и параметров, а также процессов, протекающих в основных модулях устройств приема и обработки сигналов, используется комплекс виртуальных стендов и измерительных приборов, разработанных в среде *LabView* (рис. 4.6). Измерительные приборы (генератор сигналов, вольтметр, осциллограф) интегрированы в панель управления АПК УД.

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

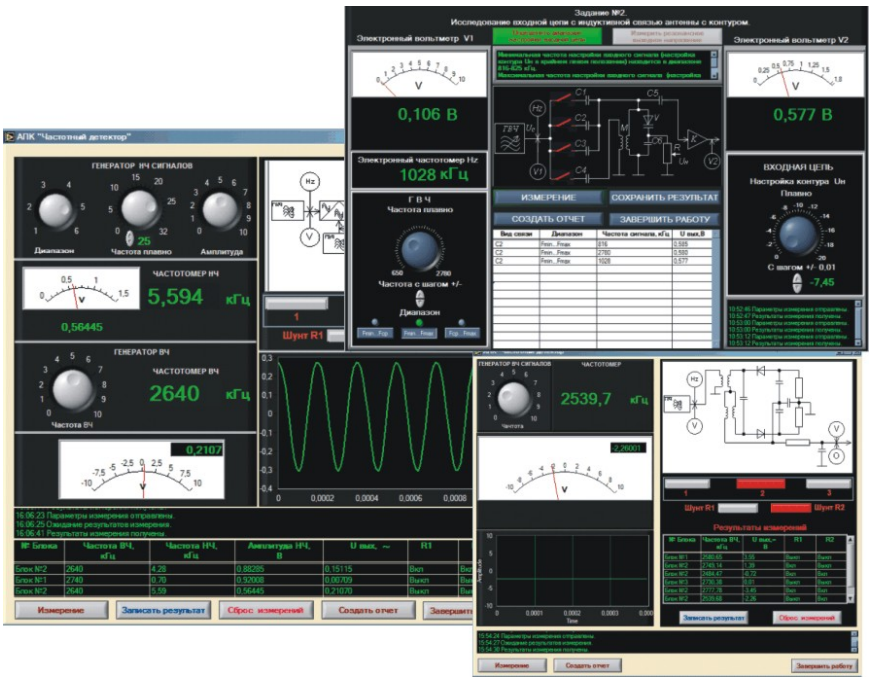


Рис. 4.6. Комплекс виртуальных инструментов
АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов»

Математическое моделирование

Лабораторные исследования по изучению принципов работы основных модулей устройств приема и обработки сигналов средствами АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов» дополняются моделированием режимов их работы на ПЭВМ средствами *Cadence OrCAD* 9.1 (рис. 4.7).

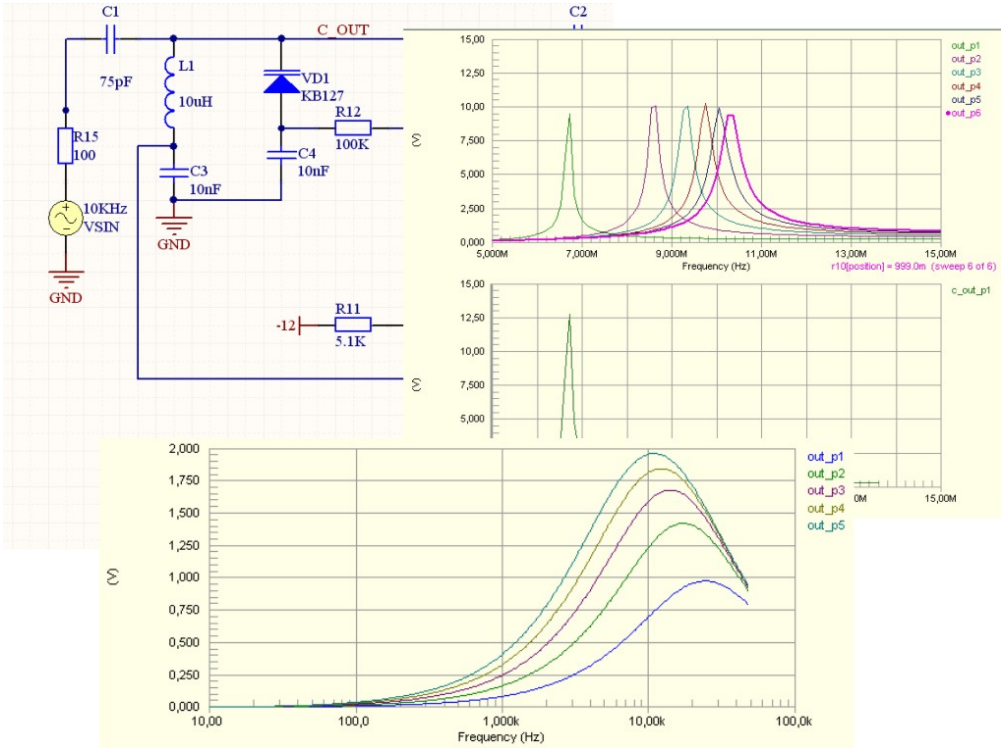


Рис. 4.7. Пример построения резонансных характеристик входных цепей
средствами системы схемотехнического проектирования электронных средств *OrCAD* 9.1

Программные средства моделирования позволяют на основе математических моделей объектных модулей АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов» выполнить исследования различных характеристик, аналогичных измеряемым при лабораторных исследованиях, а кроме того выполнить исследования с учетом технологического разброса параметров ЭРЭ и температурных воздействий, лежащих вне возможностей оборудования.

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder* (*Technical Guide Builder*), позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.8):

- описание структурной схемы АПК УД;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК УД лабораторных исследований;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов;
- комплект электронной конструкторской документации (схемы электрические принципиальные модулей; чертежи и 3*D*-модели конструктивных узлов АПК УД, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции и др.).

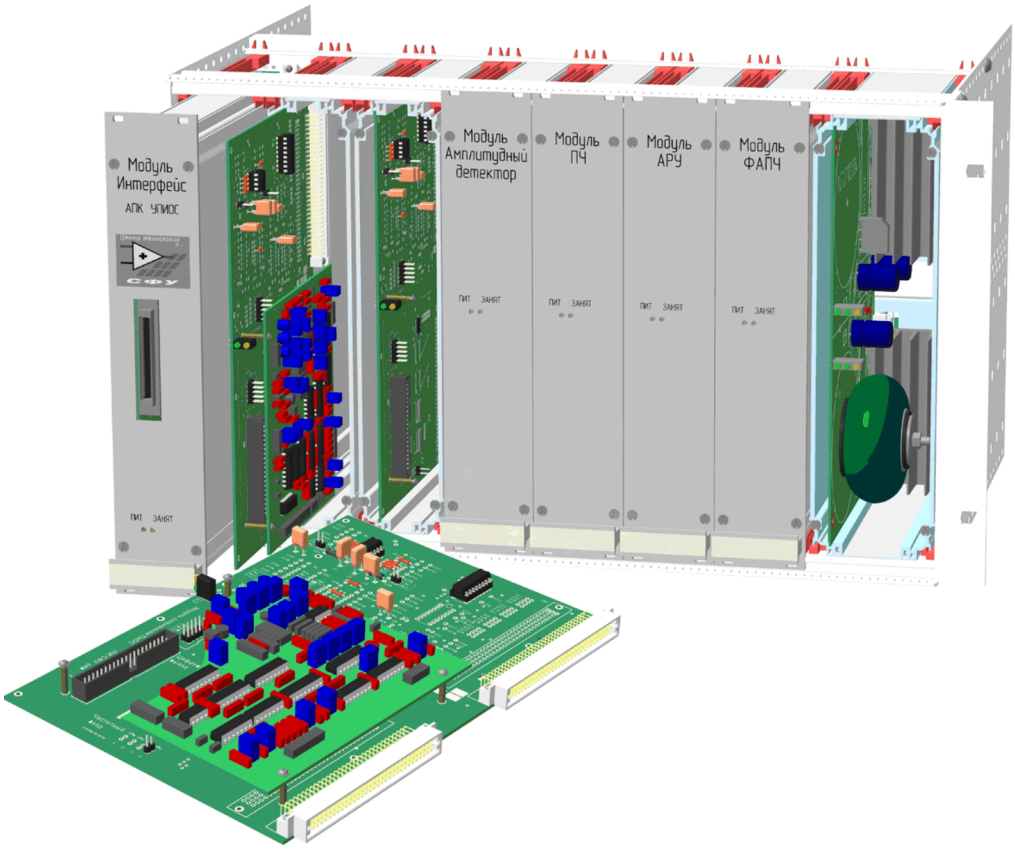


Рис. 4.8. Пример 3*D*-модели конструкции лабораторного макета
АПК УД «Устройства приема и обработки сигналов»

АПК УД «Тракт усиления звуковой частоты»

Назначение

АПК УД входит в состав сетевых лабораторий «Радиоэлектроника» и «ЦКП УД СФО»; обеспечивает выполнение 6 лабораторных исследований в многопользовательском режиме с удаленным доступом по следующим дисциплинам: «Аналоговая схемотехника»; «Диагностика радиоэлектронной аппаратуры»; «Надежность радиоэлектронной аппаратуры»; «Системы автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры» и др.

Конструкция на базе кассеты 2*U*

Обобщенная структурная схема АПК

Для проведения лабораторных исследований в данный АПК УД входят (рис. 4.9): предварительный усилитель (ПУс); узел управления ПУс; узел моделирования отказов ПУс; усилитель низкой частоты (УНЧ); узел управления УНЧ, обеспечивающий реконфигурацию УНЧ; узел моделирования отказов УНЧ, обеспечивающий моделирование структурных и параметрических отказов УНЧ; узел сопряжения, обеспечивающий расширение динамического диапазона платы сбора данных; коммутатор и узел дешифрации, обеспечивающий разветвление и дешифрацию сигналов управления, поступающих с платы сбора данных (*NI PCI M*-6251).

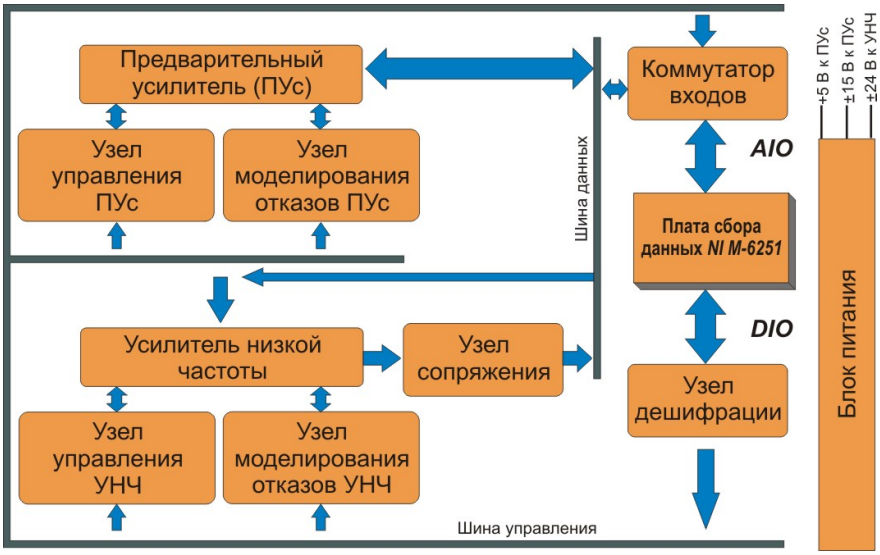


Рис. 4.9. Обобщенная структурная схема
АПК УД «Тракт усиления звуковой частоты»

Функциональные возможности

Исследование характеристик ПУс и УНЧ: амплитудной характеристики, АЧХ, коэффициента усиления, полосы пропускания, коэффициента нелинейных искажений, спектра выходного сигнала. При этом для ПУс возможно: трехпозиционное

регулирование АЧХ на трех частотах (50, 1000, 12000 Гц), установка трех значений коэффициента усиления.

Исследование выходного каскада УНЧ: при нескольких типономиналах транзисторов выходного каскада, нескольких значениях тока покоя и различных сопротивлениях нагрузки; измерение напряжения в ряде контрольных точек для расчета коэффициентов электрической нагрузки ЭРЭ, используемых при анализе показателей надежности.

Исследование отказов: моделирование параметрических и структурных изменений в различных каскадах УНЧ и ПУс.

Исследование совместной работы предварительного усилителя и УНЧ.

Виртуальные инструменты

Для исследования характеристик предварительного усилителя и УНЧ используется комплекс виртуальных стендов (рис. 4.10) и измерительных приборов (измеритель АЧХ, генератор, осциллограф, анализатор спектра), разработанных в среде *LabView*.

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

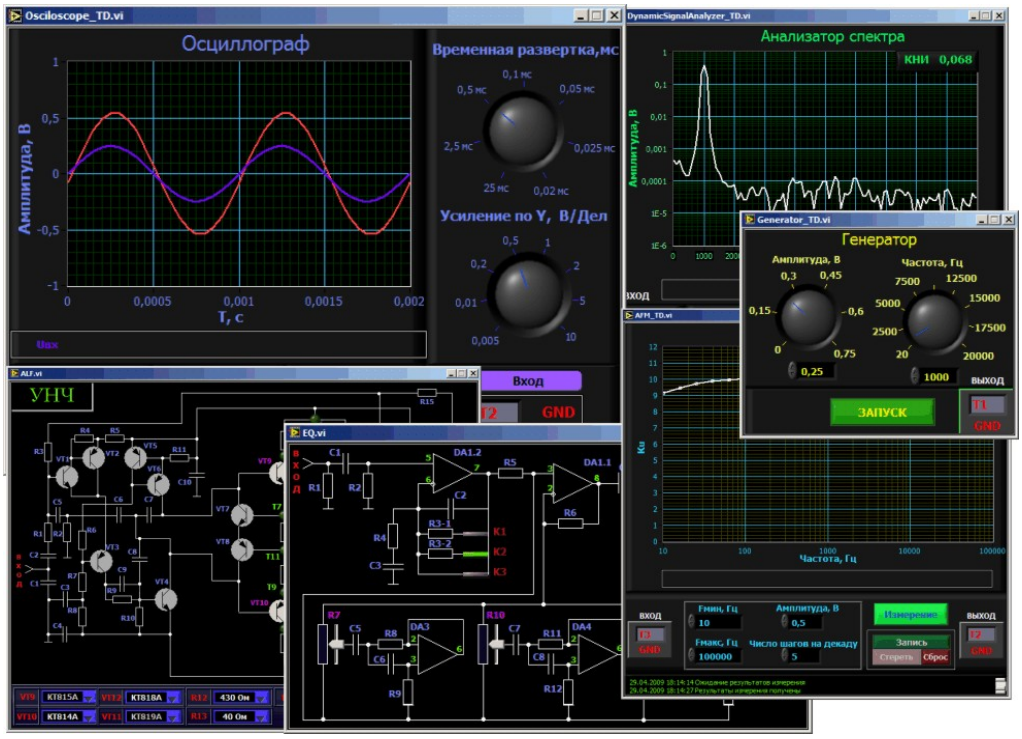


Рис. 4.10. Комплекс виртуальных инструментов
АПК УД «Тракт усиления звуковой частоты»

Математическое моделирование

Программные средства моделирования позволяют на основе иерархической математической модели, сформированной средствами *Cadence OrCAD* 9.1, выполнить исследования различных характеристик, аналогичных измеряемым при лабораторных исследованиях, а кроме того выполнить исследования с учетом технологического разброса параметров ЭРЭ и температурных воздействий, лежащих вне возможностей оборудования.

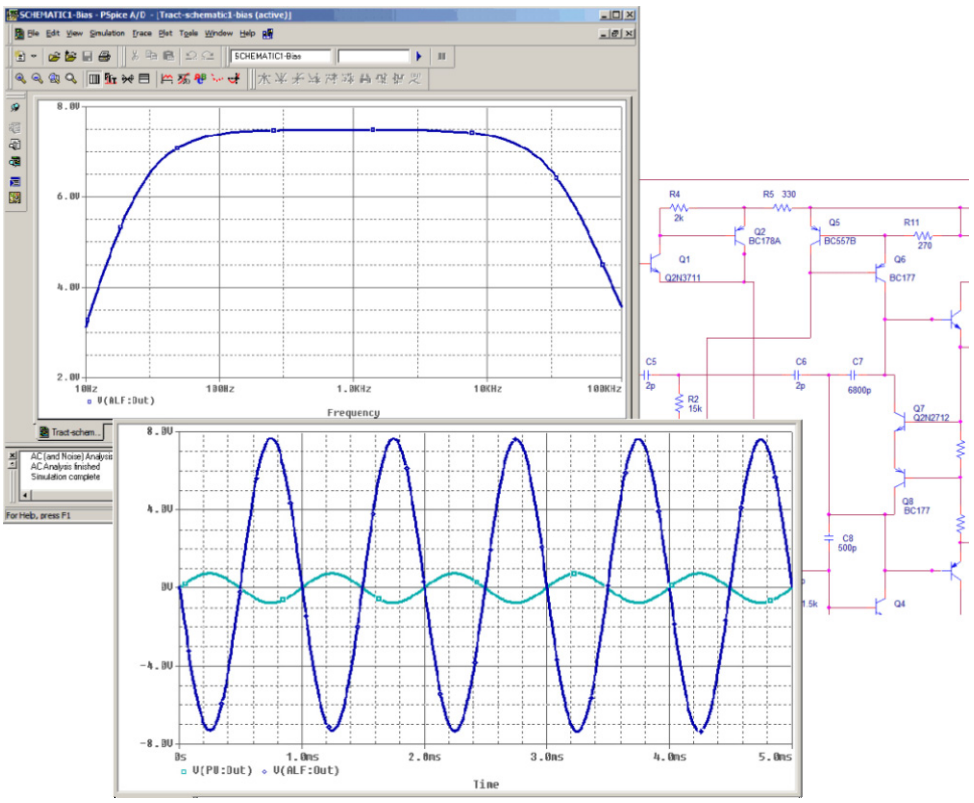


Рис. 4.11. Пример моделирования режимов работы усилителя низкой частоты средствами системы схемотехнического проектирования электронных средств *OrCAD* 9.1

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder* (*Technical Guide Builder*), позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.12):

- описание структурной схемы АПК УД;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК лабораторных работ;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов и измерительных приборов;
- комплект электронной конструкторской документации (схемы электрические принципиальные модулей; чертежи и 3*D*-модели конструктивных узлов АПК, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции; видеоролик и др.).

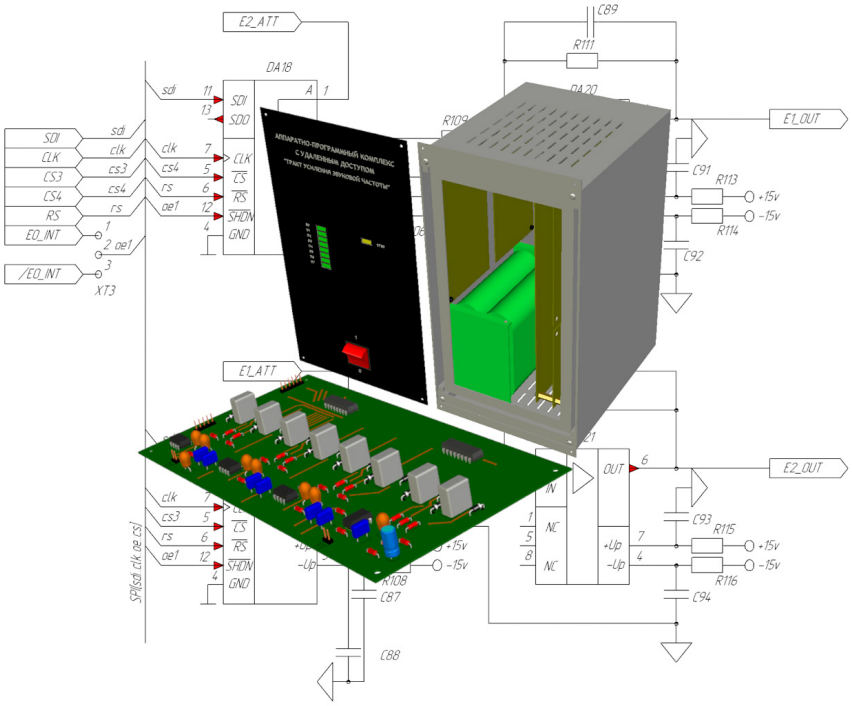


Рис. 4.12. Пример 3*D*-модели конструкции лабораторного макета АПК УД «Тракт усиления звуковой частоты»

АПК УД «Схемотехника аналоговых электронных устройств»

Назначение

Конструкция на базе крейта 6*U*

АПК УД «Схемотехника аналоговых электронных устройств» входит в состав сетевой лаборатории «Радиоэлектроника»; обеспечивает выполнение 6 лабораторных работ в многопользовательском режиме с удаленным доступом (при одновременной работе 100 и более пользователей) по сети *Internet*/*Intranet* по дисциплинам «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Усилительные устройства», «Устройства аналоговой обработки сигналов» и другим дисциплинам, направленным на изучение схемотехники аналоговых электронных средств на основе транзисторов и интегральных операционных усилиителей.

Обобщенная структурная схема АПК

Для проведения лабораторных исследований в состав АПК включены 4 исследуемых объектных модуля (рис. 4.13) – «Усилитель с обратными связями», «Резистивный усилительный каскад», «Усилитель мощности», «Функциональные устройства на основе операционных усилителей».

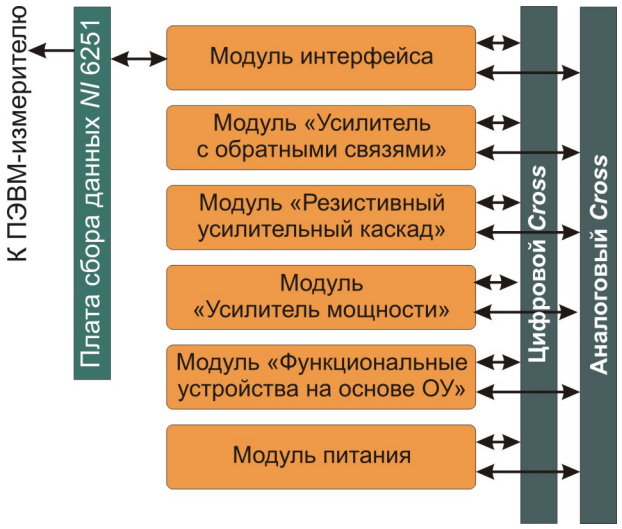


Рис. 4.13. Обобщенная структурная схема
АПК УД «Схемотехника аналоговых электронных устройств»

Функциональные возможности АПК

Исследование методов экспериментального определения основных показателей аналоговых электронных устройств – амплитудных, амплитудно-частотных, фазочастотных и переходных характеристик, коэффициентов усиления и преобразования, линейных и нелинейных искажений, входных и выходных сопротивлений и емкостей; исследование влияния обратных связей на параметры и характеристики усилительных устройств; исследование усилительных и частотных свойств резистивного усилительного каскада; исследование способов коррекции частотных искажений и расширения полосы пропускания усилителей; исследование энергетических показателей и нелинейных искажений усилителей мощности в различных режимах их работы; исследование функциональных характеристик и параметров устройств аналоговой обработки сигналов на основе операционных усилителей: инвертирующего и неинвертирующего усилителей, дифференциатора, интегратора, компаратора, логарифмического усилиителя, активных фильтров нижних и верхних частот.

Комплекс виртуальных инструментов

Экспериментальное исследование аналоговых электронных устройств осуществляется с помощью комплекса виртуальных стендов и виртуальных измерительных приборов, разработанных в среде *LabVIEW* (рис. 4.14): генератора гармонических, импульсных, полигармонических и случайных сигналов, цифрового осциллографа, цифрового вольтметра, анализатора спектра, измерителя АЧХ и ФЧХ. Измерения АЧХ и ФЧХ возможны в ручном (по точкам) и автоматическом режимах. Предусмотрены экранные (курсорные) измерения по экспериментально полученным графикам.

Посредством виртуальных стендов лабораторных работ осуществляется взаимодействие пользователя с измерительными приборами и конфигурирование исследуемых объектных модулей. Обеспечивается автоматическое формирование отчета и сохранение результатов измерения в формате *MS Word*.

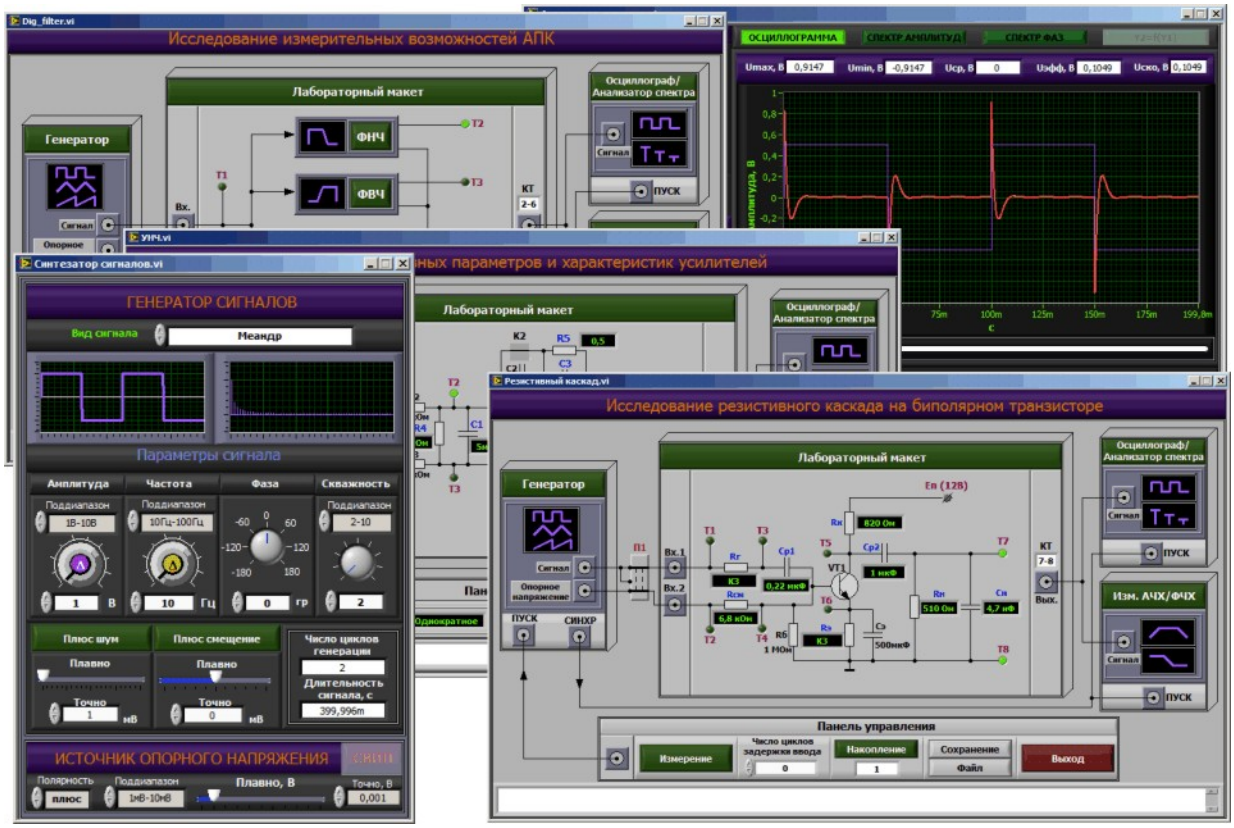


Рис. 4.14. Комплекс виртуальных инструментов
АПК УД «Схемотехника аналоговых электронных устройств»

Математическое моделирование

Лабораторные экспериментальные исследования аналоговых электронных устройств осуществляются совместно с моделированием их работы на ПЭВМ с помощью системы автоматизированного проектирования *Altium Designer* 6 (*AD*6). Моделирование электронных устройств на ПЭВМ основывается на математических моделях, образующих их компонентов (рис. 4.15). Моделирование включает весь комплекс исследований, выполняемых экспериментально, а также дополнительно обеспечивает изучение температурных зависимостей и влияния технологического разброса параметров элементов на характеристики исследуемых устройств, которые невозможно исследовать средствами АПК УД.

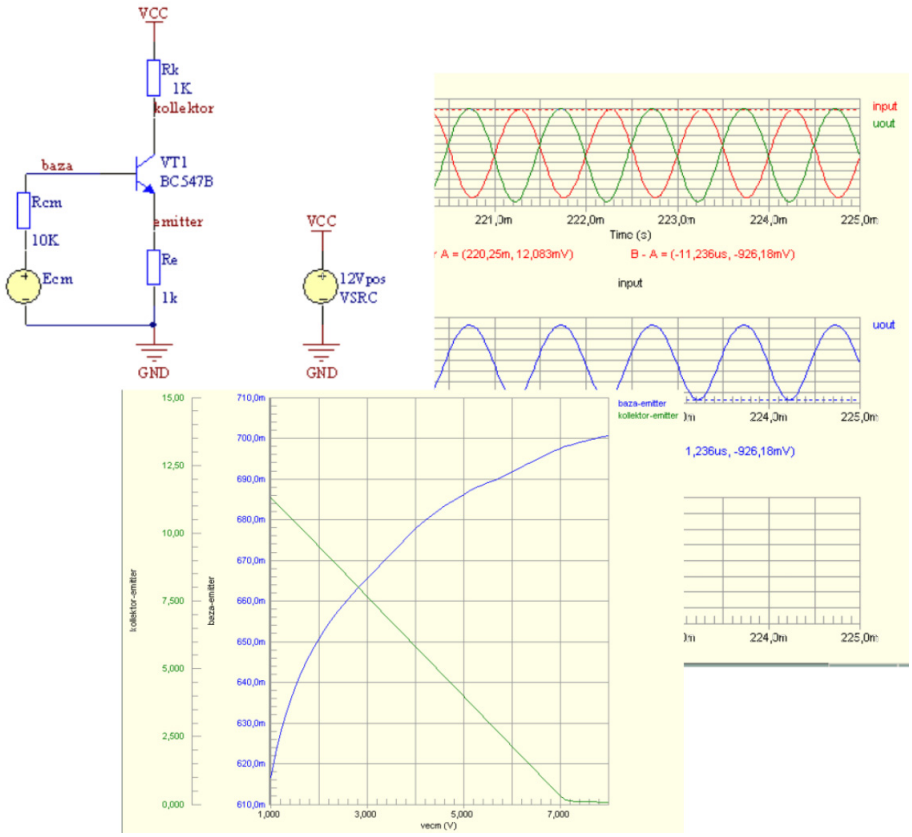


Рис. 4.15. Моделирование работы электрических цепей с помощью системы схематического проектирования электронных средств *Altium Designer* 6

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder* (*Technical Guide Builder*), позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.16):

- описание структурной схемы АПК УД;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК лабораторных работ;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов и измерительных приборов;
- комплект электронной конструкторской документации (схемы электрические принципиальные модулей; чертежи и 3*D*-модели конструктивных узлов АПК, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции и др.).

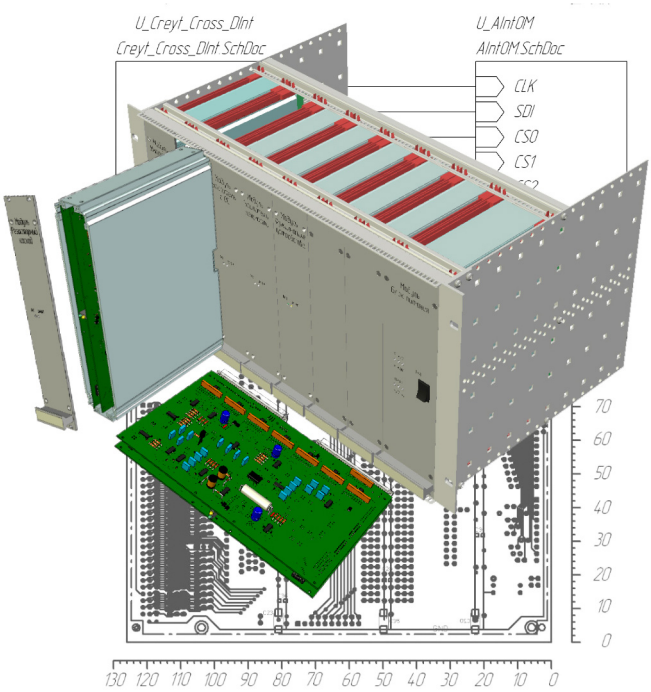


Рис. 4.16. Пример 3*D*-модели конструкции лабораторного макета АПК УД «Схемотехника аналоговых электронных устройств»

АПК УД «Основы теории цепей»

Назначение

Конструкция на базе крейта 6*U*

АПК УД «Основы теории цепей» (ОТЦ) входит в состав сетевых лабораторий «Радиоэлектроника», «Электротехника» и «ЦКП УД СФО»; обеспечивает выполнение 12 лабораторных исследований в многопользовательском режиме (одновременная работа 100 и более пользователей) с удаленным доступом по сети *Internet*/*Intranet* по дисциплинам «Основы теории цепей», «Теоретические основы электротехники», «Общая электротехника», «Общая электротехника и электроника» и другим дисциплинам, направленным на изучение законов электричества и характеристик электрических цепей.

Обобщенная структурная схема АПК

Для проведения лабораторных исследований в АПК включены 6 исследуемых объектных модулей (модуль 1 – модуль 6, рис. 4.17), состоящих из трех однотипных функциональных субмодулей: «Электрические *RLC*-цепи», «Колебательные контуры» и «Электрические фильтры» с различающимися значениями параметров их элементов в каждом из объектных модулей для обеспечения параметрической многовариантности выполнения лабораторных работ.

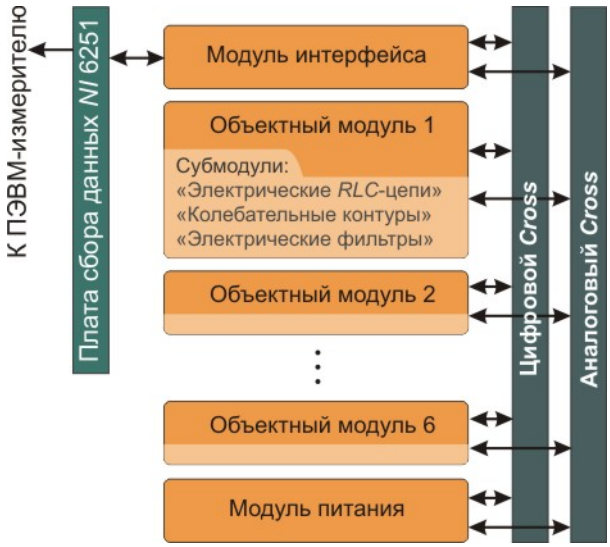


Рис. 4.17. Обобщенная структурная схема
АПК УД «Основы теории цепей»

Функциональные возможности АПК

Набор объектных модулей АПК и его измерительных средств представляют возможности исследования переходных процессов в *RC*-, *RL*- и *RLC*-цепях, исследования частотных характеристик *RC*-, *RL*- и *RLC*-цепей, исследования частотных характеристик и избирательных свойств последовательного, параллельного и связанного колебательных контуров, исследования частотных характеристик и фильтрующих свойств электрических фильтров нижних, верхних частот, полосовых и заграждающих фильтров, фильтров *m*-типа, работающих в диапазоне частот 10 Гц – 50 кГц.

Комплекс виртуальных инструментов

Экспериментальное исследование электрических цепей осуществляется с помощью комплекса виртуальных стендов и виртуальных измерительных приборов, разработанных в среде *LabVIEW* (рис. 4.18): генератора сигналов различной формы, цифрового осциллографа, цифрового вольтметра, анализатора спектра, измерителя АЧХ и ФЧХ. Измерения АЧХ и ФЧХ могут проводиться в ручном режиме (по точкам) и в автоматическом с помощью тестовых полигармонических сигналов. Предусмотрены экранные (курсорные) измерения по экспериментально полученным графикам. Посредством виртуальных стендов лабораторных работ выполняется взаимодействие пользователя с измерительными приборами и конфигурирование электрических цепей из набора базовых элементов.

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

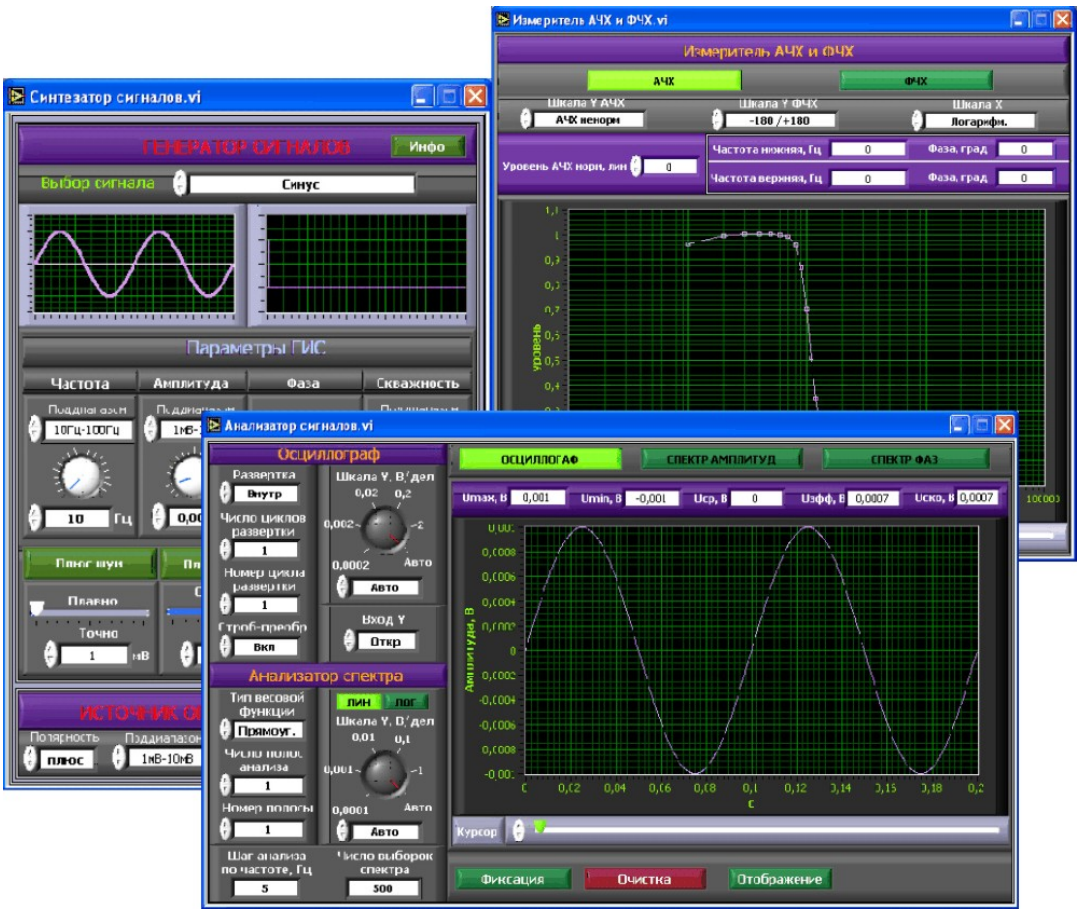


Рис. 4.18. Внешний вид одного из виртуальных стендов
и ряда виртуальных измерительных приборов АПК УД «Основы теории цепей»

Математическое моделирование

Лабораторные экспериментальные исследования электрических цепей осуществляются совместно с моделированием их работы на ПЭВМ с помощью программных средств *Altium Designer* 6. Моделирование электронных устройств на ПЭВМ основывается на математических моделях образующих их компонентов. Моделирование включает весь комплекс исследований, выполняемых экспериментально, а также обеспечивает дополнительно возможности изучения температурных зависимостей и влияния технологического разброса параметров элементов на характеристики исследуемых электрических цепей.

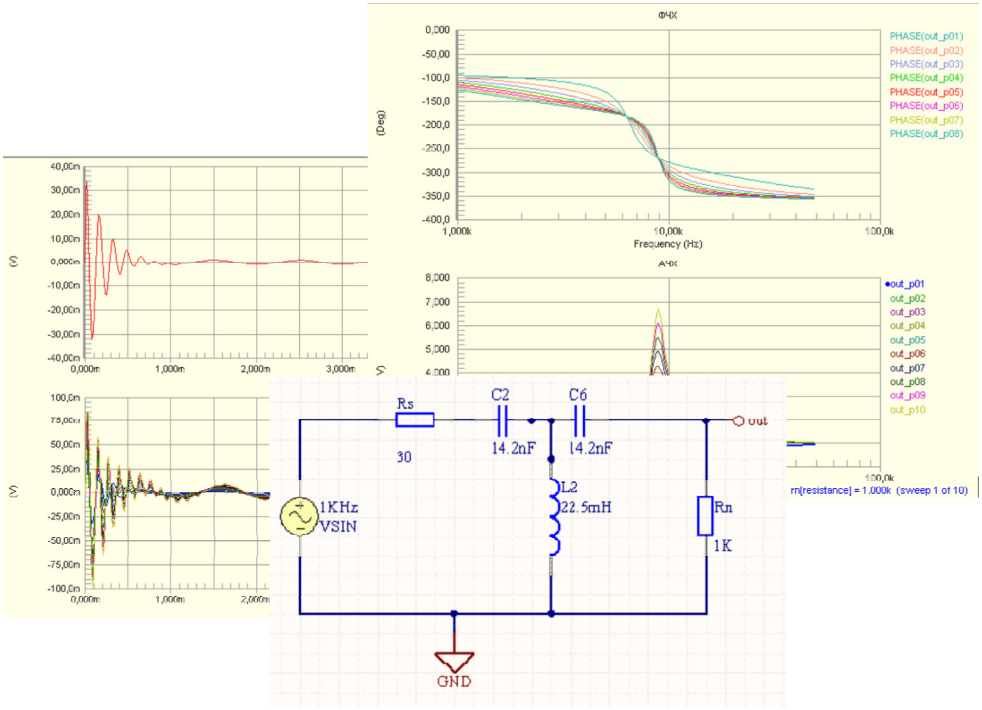


Рис. 4.19. Пример моделирования работы электрических цепей с помощью системы схематического проектирования электронных средств *Altium Designer* 6

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder* (*Technical Guide Builder*), позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.20):

- описание структурной схемы АПК УД «Основы теории цепей»;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК лабораторных исследований;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов и измерительных приборов;
- комплект электронной конструкторской документации (схемы электрические принципиальные модулей; чертежи и 3*D*-модели конструктивных узлов АПК, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции).

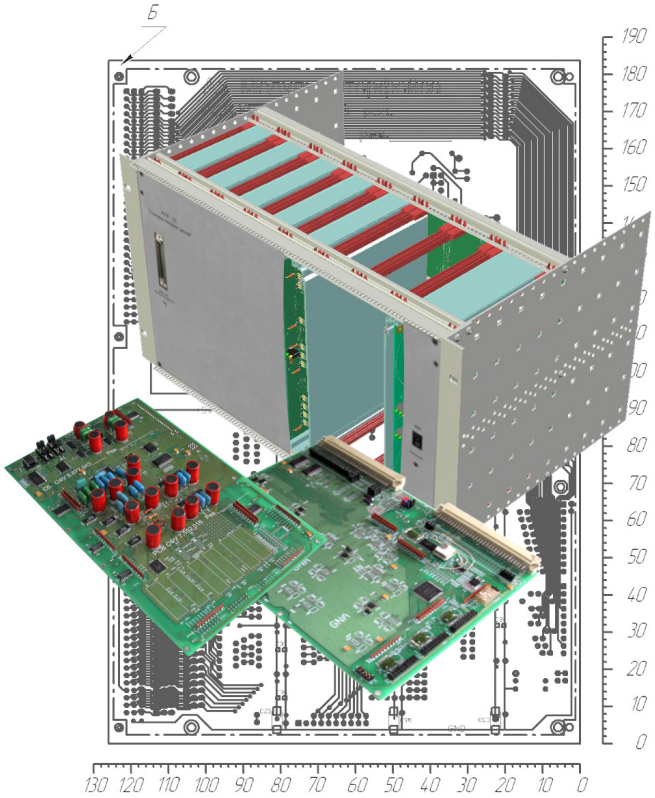


Рис. 4.20. Пример 3*D*-модели конструкции
лабораторного макета АПК УД «Основы теории цепей»

АПК УД «Схемотехника цифровых электронных устройств»

Назначение

АПК УД входит в состав сетевой лаборатории «Радиоэлектроника» и обеспечивает выполнение лабораторных исследований (16 заданий) в многопользовательском режиме (одновременная работа 100 и более пользователей) с удаленным доступом по сетям *Internet*/*Intranet* по дисциплинам: «Цифровая схемотехника», «Вычислительная техника и информационные технологии», «Электроника и микропроцессорная техника», «Цифровые устройства и микропроцессоры» и другим дисциплинам, направленным на изучение принципов работы цифровых устройств.

Функциональные возможности

Автоматизированный лабораторный макет АПК УД «Схемотехника цифровых электронных устройств» состоит из лабораторного модуля позволяющего выполнять следующие экспериментальные исследования:

- работы простых цифровых схем, собранных на логических элементах «И», «ИЛИ», «НЕ», «И-НЕ», «ИЛИ-НЕ», «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»;
- работы триггеров *RSC; JK; D; T; T*-триггера с информационным входом *Set, Reset;* построение *D*-триггера на базе *JK*-триггера; построение *T*-триггера на базе *D*-триггера.

Комплекс виртуальных инструментов

Для исследования принципов работы простых цифровых схем и триггеров, входящих в состав АПК УД, используется комплекс виртуальных стендов, разработанных в среде *LabView*, включающих в свой состав элементы управления и конфигурации лабораторным макетом, виртуальные измерительные приборы и т. п. (рис. 4.21).

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

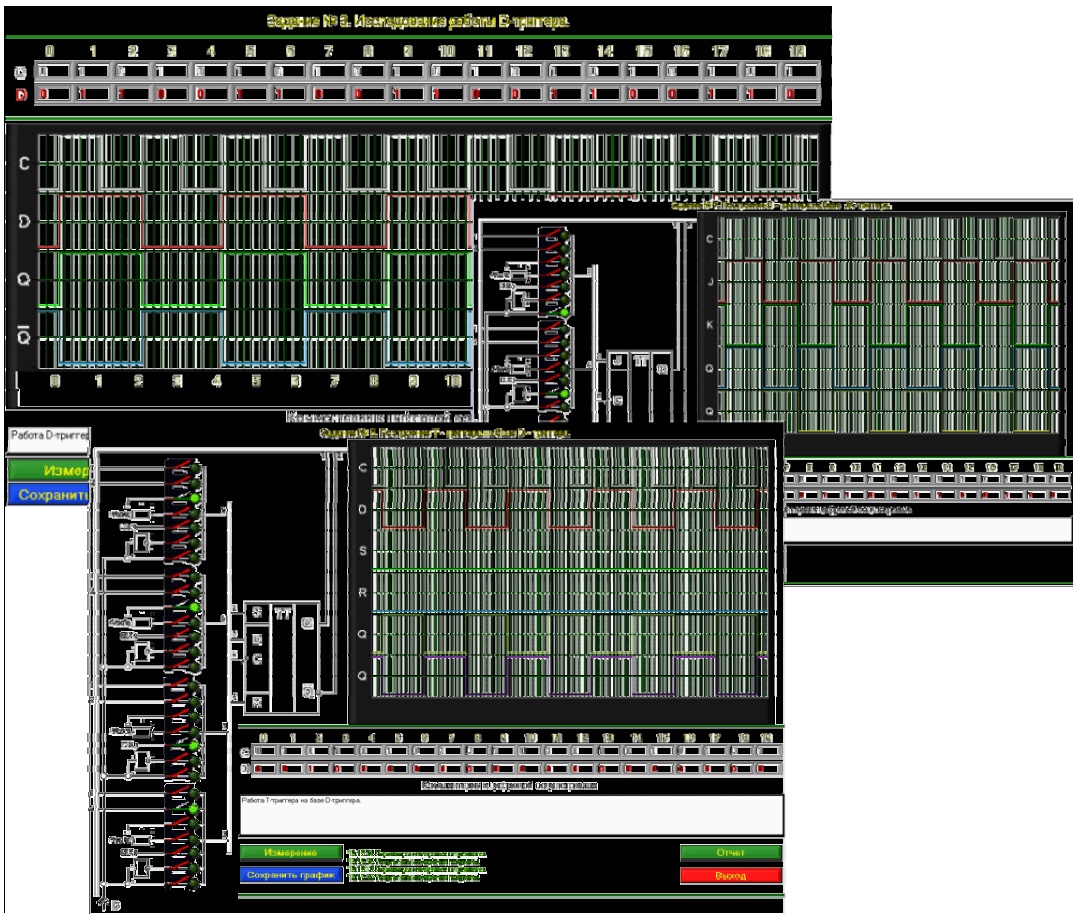


Рис. 4.21. Комплекс виртуальных инструментов
АПК УД «Схемотехника цифровых электронных устройств»

Математическое моделирование

Лабораторные экспериментальные исследования цифровых электронных устройств осуществляются совместно с моделированием их работы на ПЭВМ средствами системы автоматизированного проектирования *Altium Designer* 6 (рис. 4.22). Моделирование включает весь комплекс исследований, выполняемых экспериментально, и обеспечивает изучение переходных процессов и временных характеристик в зависимости от конкретных значений порогов переключения и длительностей фронтов, элементов цифровых устройств.

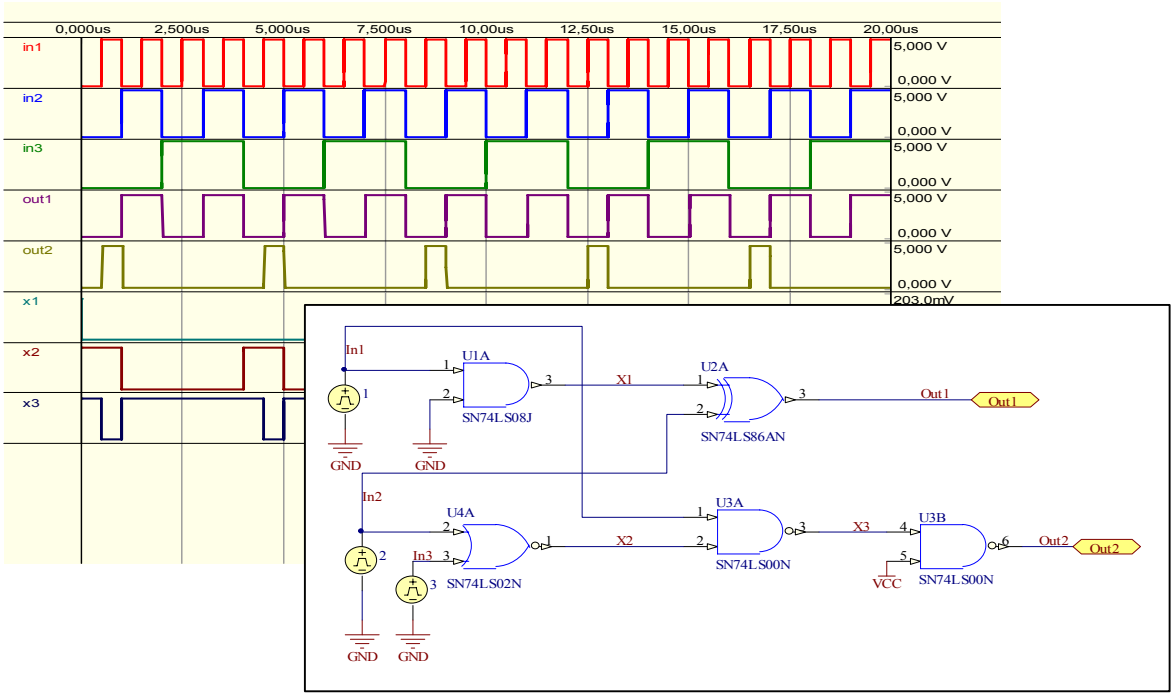


Рис. 4.22. Пример моделирования средствами *Altium Designer* 6 цифровой схемы собранной на логических элементах И-НЕ, ИЛИ-НЕ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ

Интерактивное электронное техническое руководство

Интерактивное электронное техническое руководство, подготовленное в системе *TG Builder (Technical Guide Builder)*, позволяет получить студенту подробную информацию об АПК УД (рис. 4.23):

- описание структурной схемы АПК УД;
- описание функциональных возможностей, включая перечень выполняемых на основе АПК лабораторных работ;
- описание принципов работы с комплексом виртуальных стендов;
- комплект электронной конструкторской документации (схема электрическая принципиальная объектной части АПК; чертеж и 3*D*-модель печатного узла АПК, 3*D*-модель конструкции АПК УД в целом с реализацией функций ее декомпозиции).

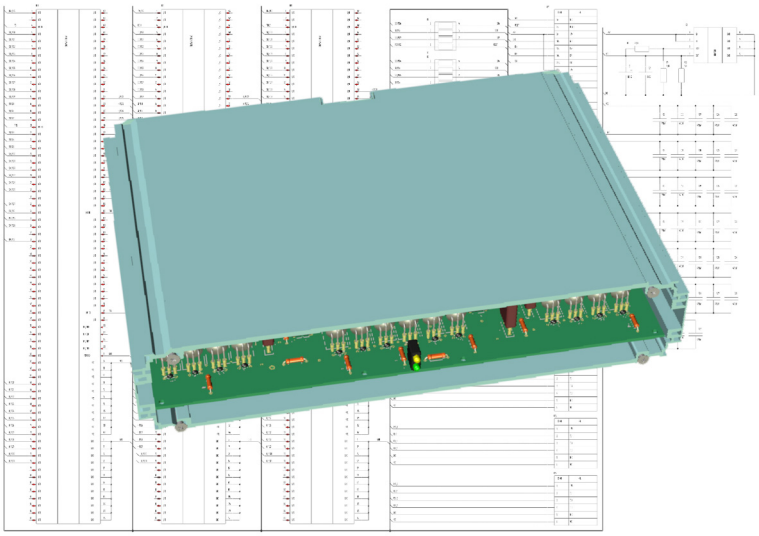
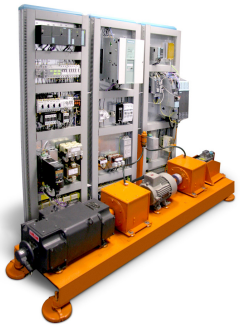


Рис. 4.23. Пример 3*D*-модели конструкции лабораторного макета АПК УД «Схемотехника цифровых электронных устройств»

АПК УД «Промышленные электроприводы *Siemens*»

Назначение



АПК УД «Промышленные электроприводы *Siemens*» входит в состав сетевых лабораторий «Интеллектуальная робототехника», «Механика» и «ЦКП УД СФО»; обеспечивает выполнение 5 лабораторных исследований с удаленным доступом по дисциплинам: «Электропривод», «Приводы роботов», «Электропривод и автоматизация общепромышленных установок», «Системы управления электропривода», «Преобразовательная техника», «Электрические машины» и т. п.

Обобщенная структурная схема АПК

В качестве объектов изучения в составе АПК использованы три электропривода (рис. 4.24) разных типов фирмы *Siemens*, являющейся лидером в производстве современных электроприводов. Выбранные приводы являются типичными представителями современных электроприводов.

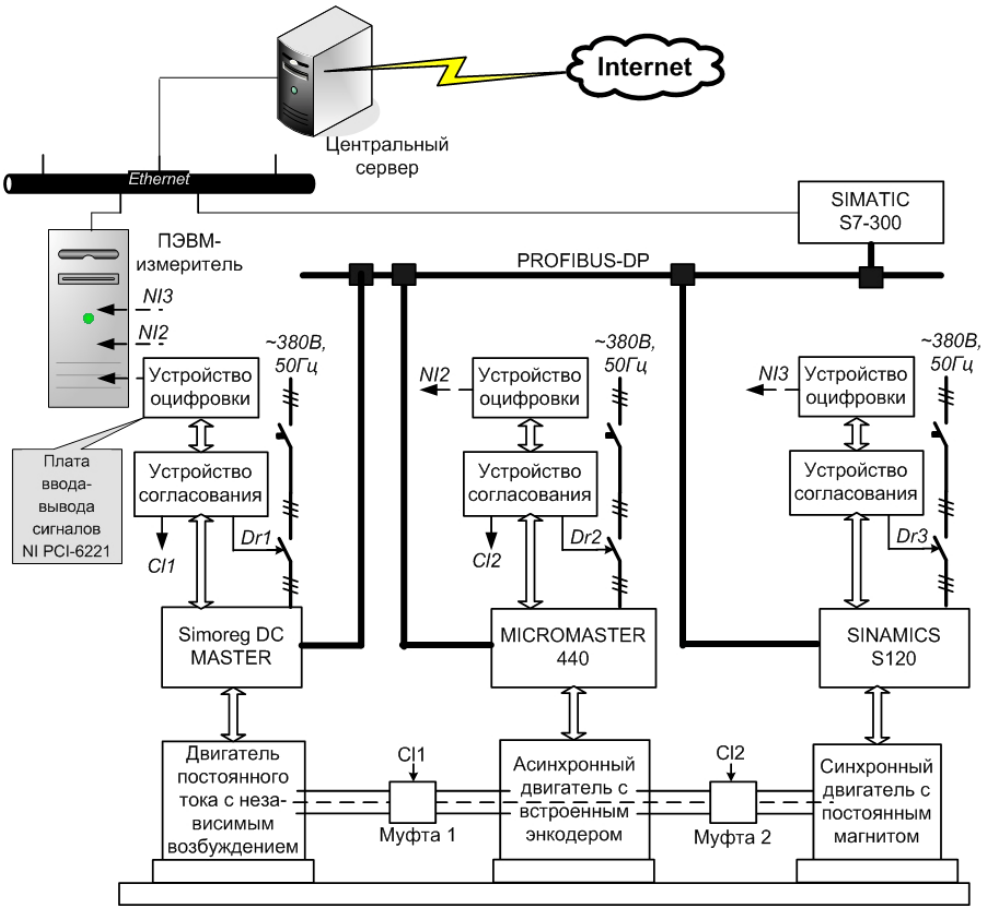


Рис. 4.24. Структурная схема АПК УД «Промышленные электроприводы *Siemens*»

Приводы могут функционировать в двух режимах: как независимые отдельные стенды и совместно за счет механического объединения валов муфтами и координации управляющих действий средствами верхнего уровня управления. Это позволяет проводить исследования привода с применением программируемого генератора нагрузок.

Каждый из приводов связан по сети *PROFIBUS-DP* с контроллером *SIMATIC S*7-300, который по сети *Ethernet* взаимодействует с ПЭВМ-измерителем, давая последнему возможность управления приводом. ПЭВМ-измеритель через многофункциональную плату ввода-вывода *NI PCI*-6221 и устройство согласования сигналов контролирует и визуализирует состояние привода, а также обеспечивает автоматическое дистанционное управление подачей на привод силового питания (сигналы *Dri*) и включения муфт (сигналы *Clj*).

Привод постоянного тока *Simoreg DC MASTER* имеет полностью цифровую 4-контурную систему управления и работает на двигатель постоянного тока, обеспечивая его управление в двухзонном диапазоне регулирования скорости.

Привод переменного тока *MICROMASTER* 440 работает с асинхронным двигателем. Он сконфигурирован в варианте наиболее функционально емкой системы управления (векторное управление с датчиком).

Для изучения синхронного привода выбран привод переменного тока *SINAMICS S*120, работающий с синхронным двигателем. Привод имеет в составе внутренний интерфейс *DRIVE-CliQ*, модуль силового питания *SMART Line* с возможностью рекуперативного торможения. Он является типичным сервоприводом для многоосевых задач.

Функциональные возможности

АПК УД обеспечивает выполнение следующих основных функций при выполнении лабораторных исследований:

- включение/отключение привода;
- визуализацию процессов, происходящих в приводе;
- управление формированием заданий скорости и других параметров привода;
- запуск выполнения процедур получения статических характеристик приводов и их отдельных узлов;
- управление получением переходных функций тока и скорости при исследовании динамических процессов;
- отображение текущего состояния привода посредством визуализации:
- осциллограмм сигналов в контрольных точках;
- цифровых значений физических величин параметров привода;
- отдельных признаков состояния.

Виртуальные инструменты

Для визуализации процесса исследования привода используется комплекс виртуальных стендов, разработанных в среде *LabView* (рис. 4.25).

Программное обеспечение виртуального стенда позволяет сохранять результаты измерений в формате *MS Word* для формирования отчетов и загрузки их в базу данных для дальнейшего рецензирования преподавателем.

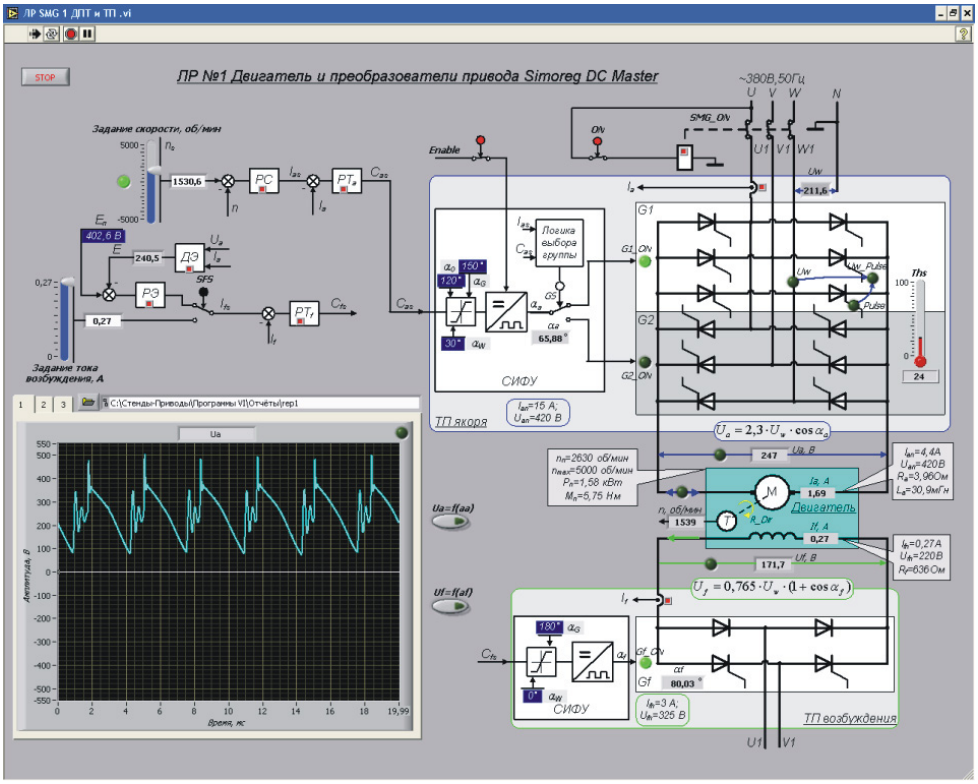
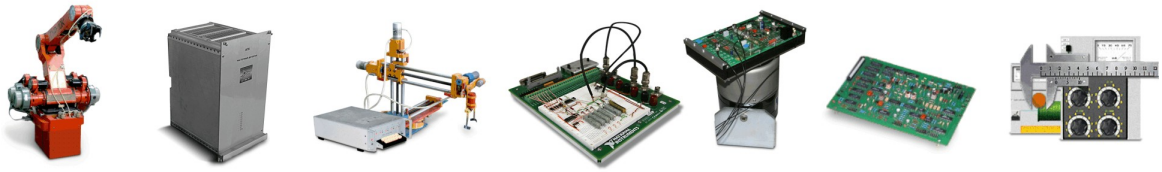


Рис. 4.25. Комплекс виртуальных инструментов
АПК УД «Промышленные электроприводы *Siemens*»

Ряд АПК УД, не описанных в данном издании (частотный детектор, привод промышленного робота ТУР-10К, система интернет-управления учебным робототехническим комплексом (УРТК) и др.), входят в состав сетевой лаборатории центров коллективного пользования с удаленным доступом Сибирского федерального округа (*www.alpsib.ru*).

Сетевая лаборатория «Физика» в настоящий момент дополнительно ориентирована на систему школьного образования и включает ряд виртуальных лабораторных практикумов, основанных на применении математических моделей реальных физических установок.



5. Система компьютерной проверки знаний тестированием *UniTest* (сетевая версия)

Назначение

Сетевая версия системы компьютерной проверки знаний тестированием *UniTest* (версия 3.0.0, свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ в «Роспатенте» № 2008610489 от 25.01.08) предназначена для формирования банков тестовых заданий и создания на их основе гибких сценариев тестирования. Система позволяет организовать процесс автоматизированного контроля знаний в сети с использованием транспортного протокола *TCP*/*IP*, программно реализована с применением новейших технологий *Microsoft.NET* 3.0, уникальных алгоритмов параллельной обработки информации и передовых средств криптографической защиты информации (рис. 5.1).

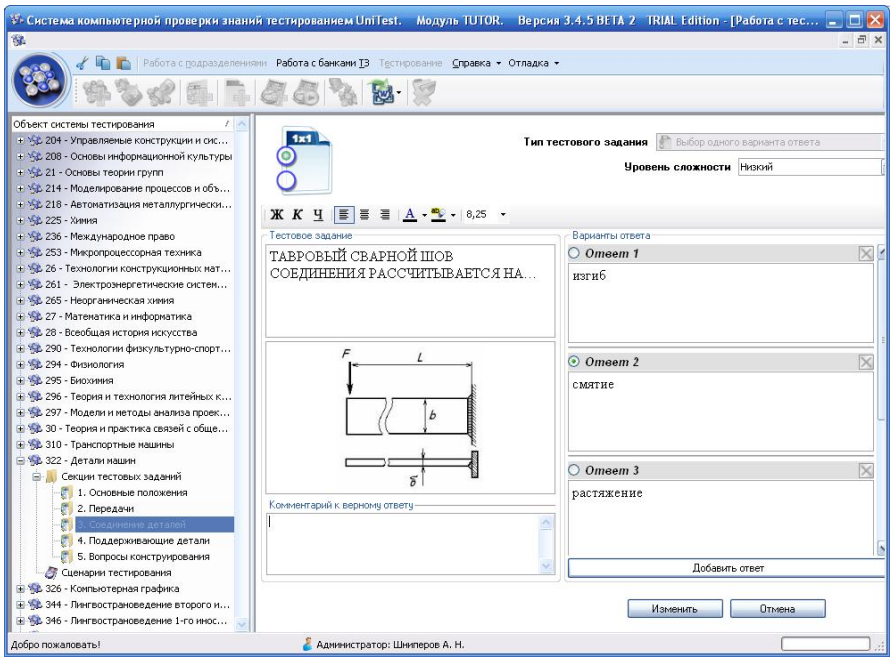


Рис. 5.1. Пример интерфейса системы *UniTest*
(активно тестовое задание типа «Соответствие множеств»)

Возможности

Система *UniTest* состоит из двух программных модулей.

Модуль *Tutor* предназначен для обеспечения работы с банками тестовых заданий, которые кроме текстовой части могут включать в себя различные мультимедиа-компоненты: статическую и динамическую графику, *Shockwave Flash*-анимацию, видео- и аудио-фрагменты. Модуль позволяет организовывать хранение тестовых заданий по секциям, а также создавать любое количество сценариев тестирования (рис. 5.2, 5.3), дает возможность ведения электронных журналов с результатами тестирования (для каждого из тьюторов раздельно), обеспечивает структурирование студентов по подразделениям и учебным группам.

Модуль *Client* обеспечивает доступ к готовым тестам системы *UniTest* и виртуальной зачетной книжке с результатами тестирования.

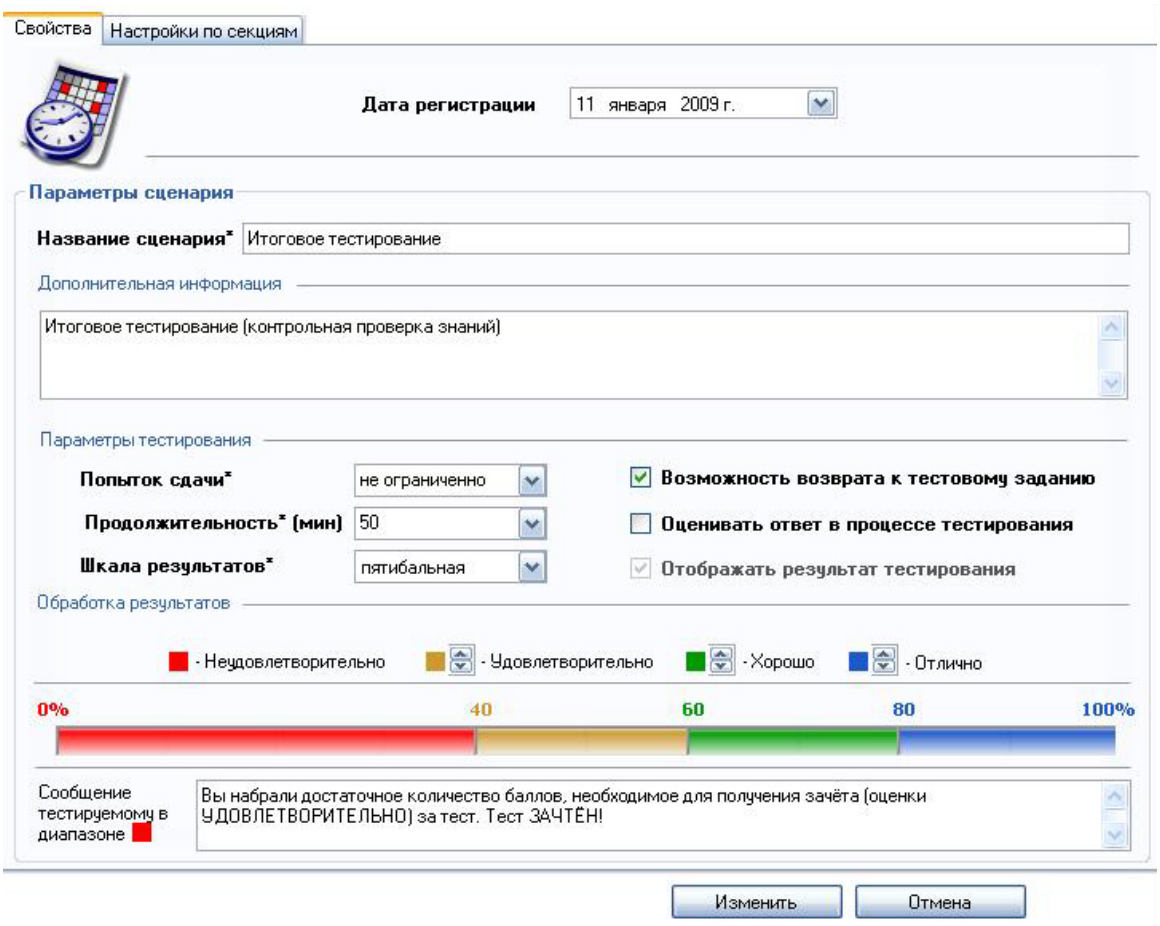


Рис. 5.2. Пример интерфейса системы *UniTest*
(настройка сценария тестирования)

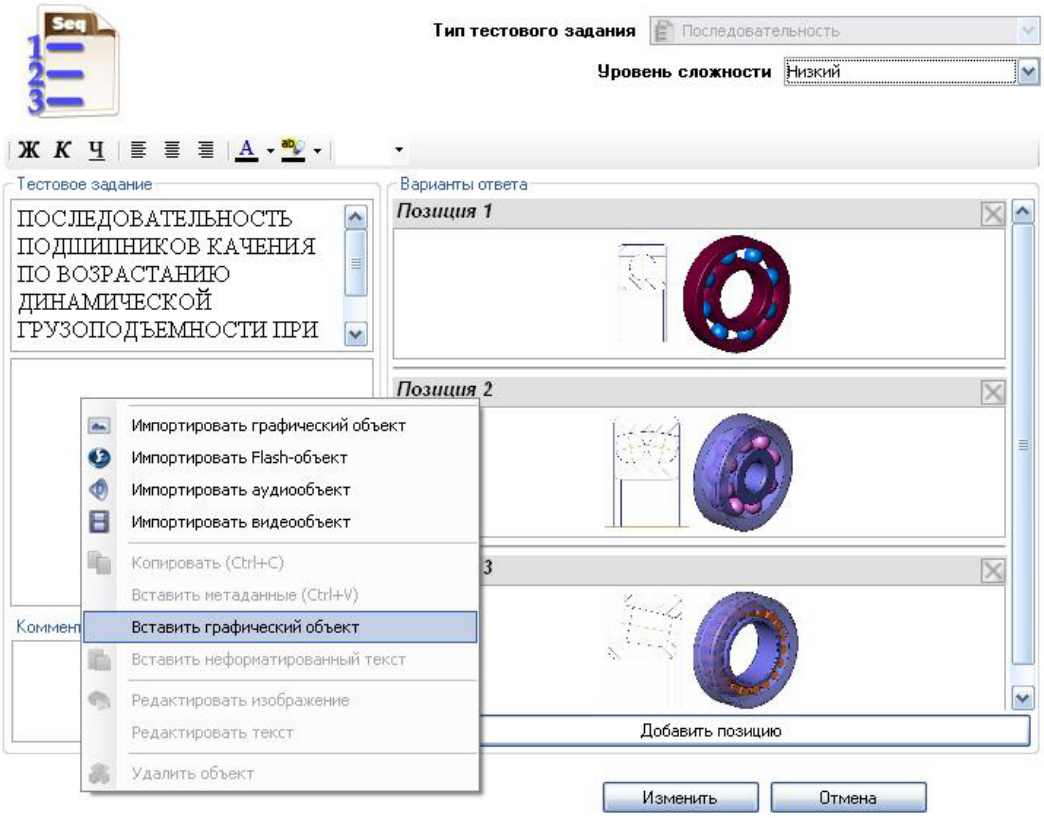


Рис. 5.3. Пример интерфейса системы *UniTest*
(формирование тестового задания)

Типы тестовых заданий

Система *UniTest* поддерживает создание тестовых заданий шести типов:

- «Выбор одного варианта ответа». При выполнении тестового задания данного типа необходимо указать один правильный ответ из нескольких предложенных вариантов;
- «Выбор нескольких вариантов ответа». Тестовые задания этого типа предполагают выбор нескольких правильных ответов из представленных вариантов;
- «Соответствие множеств». При выполнении данного тестового задания тестируемому необходимо указать соответствие в парах типа «утверждение – значение»;
- «Последовательность». Тестовые задания данного типа предполагают установку правильной последовательности;
- «Ввод текста с клавиатуры». При выполнении тестового задания этого типа тестируемому необходимо ввести текст ответа при помощи клавиатуры;
- «Ввод числа с клавиатуры». Такие тестовые задания предполагают ввод с клавиатуры правильного числового значения.

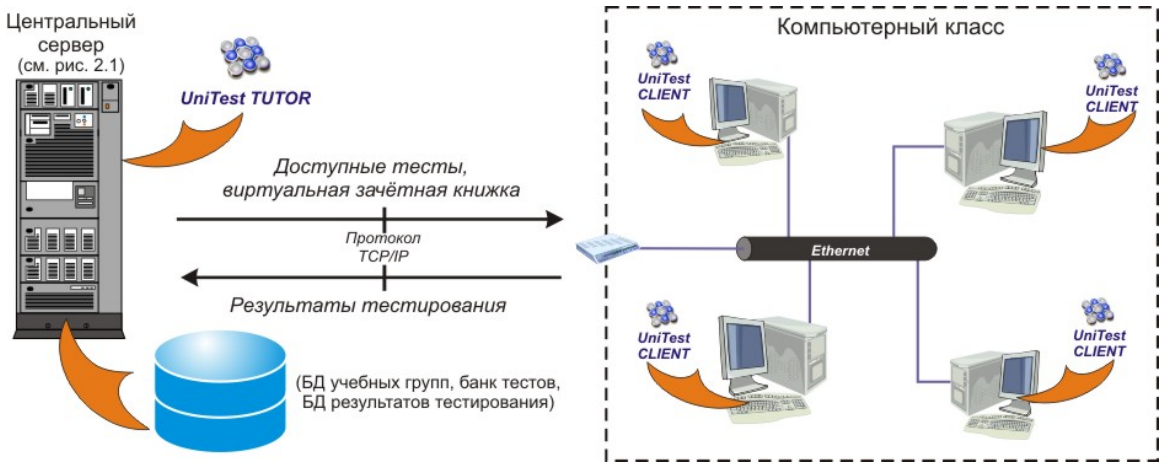


Рис. 5.4. Организация работы системы *UniTest* в сети *Ethernet*

Системные требования

Для корректной работы сетевой версии системы *UniTest*, доступной из портала АЛП/ВЛП СФУ, необходимо обеспечение следующих системных требований:

- архитектура персональной ЭВМ, совместимая с концепцией *IBM PC*;
- центральный процессор *Intel Pentium* IV с тактовой частотой 1,7 ГГц и выше (или аналогичный процессор других производителей);
- объем оперативной памяти не менее 512 Мб;
- свободный объем на жестком диске не менее 150 Мб (только для программных модулей);
- монитор с разрешением не менее 1280x1024 точек/дюйм (*SXGA*) или выше;
- клавиатура и мышь, акустическая система, сетевой адаптер с шириной канала передачи 10 Мбит/с;
- операционная система *Windows XP* (с установленным *Service Pack* 2) или *Windows VISTA*.

6. Эффективность

Организация системы лабораторных исследований на основе сетевого ЦКП средствами *web*-портала позволяет значительно повысить эффективность образовательного процесса.

При классической организации лабораторного практикума одна единица обычного лабораторного оборудования имеет в настоящее время среднюю стоимость в диапазоне 150–200 тыс. руб. Оснащение учебной лаборатории на 15 рабочих мест, таким образом, требует финансовых затрат в объеме 2,25–3,00 млн руб. (не считая затрат на приобретение 15 ПЭВМ). Приобретение же уникального лабораторного оборудования (стоимостью свыше 1,5 млн руб.), как правило, целесообразно только в единичном экземпляре.

Применение сетевого ЦКП позволяет обеспечить распределенный многопользовательский доступ как к обычным, так и уникальным лабораторным установкам. Даже с учетом дополнительных затрат на телекоммуникационную инфраструктуру и разработку специального программного обеспечения удается достичь как минимум 50 % экономии затрат на модернизацию учебного процесса. При этом закупается по количеству рабочих мест только ПЭВМ с обеспечением выхода в сеть *Internet*/*Intranet*, а лабораторное оборудование, как обыкновенное, так и уникальное, приобретается

в динственном экземпляре. Объем затрат на оснащение типовой учебной лаборатории с риминением сетевого ЦКП будет находиться в пределах от 1,0 до 1,5 млн руб.

Развертывание каждой последующей учебной лаборатории заключается в обеспечении обучаемых компьютерами, подключенными к сетям *Internet*/*Intranet*, а также в обеспечении доступа к АПК УД по одному из вариантов, описанных в разделе 8.

Таким образом, организация лабораторных исследований позволяет обеспечить параллельную работу нескольких учебных групп с одним и тем же лабораторным оборудованием. При использовании удаленных подключений это приводит к минимальной загрузке аудиторного фонда.

В целом, эффективность использования предлагаемых в рамках сетевого ЦКП решений достигается за счет:

- повышения загрузки лабораторного оборудования и его производительности (оборудование может функционировать 24 часа в сутки);
- экономии фонда оплаты труда инженерного и учебно-вспомогательного персонала, обслуживающего оборудование (вместо нескольких десятков или сотен единиц оборудования группой технических специалистов оперативно обслуживается порядка 10 АПК УД, которые компактно сосредоточены в специализированных помещениях);
- снижения накладных расходов образовательного учреждения (в той части расходов, которая зависит от эксплуатации площадей, отводимых под лабораторное оборудование);
- снижения рисков выхода из строя оборудования вследствие его неправильной эксплуатации или задания заведомо неверных режимов работы за счет применения специализированных аппаратно-программных средств;
- использования унифицированных решений корпорации *National Instruments* в части программного обеспечения, что позволяет обеспечить автоматическую совместимость как с основным программным обеспечением, так и с используемым оборудованием;
- облегчения процесса настройки и технического обслуживания лабораторного оборудования и сопровождения программного обеспечения за счет использования централизованных схем организации обслуживающих процессов;
- наличия возможности оперативного реагирования при возникновении проблем (телефон горячей линии и система технической поддержки на портале);
- наличия единой базы данных по управлению подключениями, системой абонементов и доступом;
- аккумуляции методического и информационного обеспечения на едином сервере с возможностью его оперативного обновления.

7. Направления развития

В сегменте аппаратно-программного обеспечения лабораторных исследований:

- выделение в портале АЛП/ВЛП специализированных сегментов сгруппированных АПК, которые будут в методическом аспекте курироваться по линии профильных учебно-методических объединений;
- организация на базе портала мобильных автономно функционирующих ЦКП, включающих необходимое специализированное программное обеспечение (ПО) и клиентское оборудование, обеспечивающие распределенный доступ к лабораторным исследованиям с возможностью оперативного развертывания на базе любой образовательной площадки в России и других странах;
- ввод в 2009 г. в эксплуатацию АПК УД «Физика», технически и методически ориентированного на систему школьного, среднего и начального

профессионального образования, а также систему высшего профессионального образования;

- ввод в 2009 г. в эксплуатацию автоматизированных систем проведения различных испытаний, в том числе системы виброиспытаний печатных узлов РЭА на основе вибростенда К-5201.

В сегменте системы проверки знаний тестированием:

- реализация возможности создания тестовых заданий, содержащих управляемую *Shockwave Flash*-анимацию, взаимодействующую с системой *UniTest*;
- реализация дополнительных опций системы *UniTest*, позволяющих:
- вести сбор статистических данных по банкам тестовых заданий как в количественном, так и пропорциональном соотношениях;
- осуществлять визуализацию полученных данных в цифровой и графической формах;
- отбирать валидные тестовые задания и сортировать последующие выборки в процессе тестирования, как в автоматическом, так и ручном режимах;
- реализация *web*-ориентированной версии системы *UniTest* по технологии клиент-сервер.

8. Варианты сотрудничества

Описанные аппаратно-программные средства позволяют образовательным учреждениям на системной основе внедрять технологии дистанционного обучения.

Реализуемые в рамках сетевого ЦКП и портала АЛП/ВЛП решения дают возможность обеспечить образовательному учреждению или организации (заказчику) доступ к лабораторному оборудованию в двух вариантах:

Вариант 1. Поставка заказчику «под ключ» специализированных сетевых лабораторий, включающих в свой состав от одного до нескольких АПК УД.

Вариант 2. Предоставление заказчику удаленного доступа по сети *Internet* к специализированной сетевой лаборатории, отдельному АПК УД или комплексу АПК УД, расположенным в ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Вариант 1: поставка заказчику «под ключ» специализированных сетевых лабораторий, включающих в свой состав от одного до нескольких АПК УД.

При выборе этого варианта в комплект поставки входят:

- телекоммуникационный шкаф 24 *unit* в комплекте с коммутатором, сервером, ПЭВМ-измерителем; устройством сбора данных, оборудованием АПК УД;
- среда графического программирования *LabView* 8.5 (базовая кафедральная лицензия *LabView Core Software*);
- ПО специализированной сетевой лаборатории для ее развертывания, средства администрирования и управления;
- ПО управления АПК УД;
- система компьютерной проверки знаний тестированием *UniTest* в комплекте с банками тестовых заданий и гибкими сценариями тестирования (серверная и клиентская части);
- интерактивное электронное техническое руководство для каждого АПК УД;
- не менее 20 экз. учебной и методической литературы по каждому АПК в твердом и электронном видах (на оптических дисках);

При расширении функциональных возможностей основные затраты производятся только на АПК УД.

При поставке специализированных сетевых лабораторий «под ключ» выполняется следующий комплекс работ:

- монтаж телекоммуникационного шкафа, настройка сетевой инфраструктуры организации-заказчика, инсталляция и настройка ПО, подключение к сети *Internet*;
- обучение администратора сетевой лаборатории, преподавателей организации заказчика (группа до 10 человек) основам работы с АПК УД на базе сетевой лаборатории, системой *UniTest* и системами, на базе которых осуществляется математическое моделирование;
- обучение администратора основам организации работ с группами удаленных пользователей;
- гарантийное обслуживание поставляемой системы в течение двух лет.

Вариант 2: предоставление заказчику доступа по сети *Internet* к специализированной сетевой лаборатории, отдельному АПК УД или комплексу АПК УД.

Предоставление доступа к оборудованию посредством сетевой лаборатории происходит на основе договора между Клиентом (юридическое или физическое лицо) и ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет», по которому возможны три формы предоставления и оплаты доступа:

1. Предоставление доступа по системе абонементов (вариант 2, форма 1).

Система абонементов подразумевает подключение к любой сетевой лаборатории или аппаратно-программному комплексу с авторизацией определенного числа компьютеров, сосредоточенных в компьютерных классах, учебно-исследовательских лабораториях образовательного учреждения, организации и т. п. Количество компьютеров, сроки действия абонементов, их стоимость и перечень включенных в стоимость абонемента услуг определяются для каждого отдельного АПК УД. **Средняя стоимость абонемента для подключения порядка 15 компьютеров в течение одного учебного года составляет 150–200 тыс. руб.** При подключении нескольких АПК УД стоимость экспоненциально уменьшается.

При использовании системы абонементов финансовые отношения выстраиваются между организацией-заказчиком и ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

2. Система индивидуального подключения (вариант 2, форма 2).

Система индивидуального подключения подразумевает подключение отдельного пользователя к АПК УД с авторизацией через сетевую лабораторию.

При индивидуальном подключении каждый подключенный пользователь имеет ограниченное количество измерений для выполнения лабораторных исследований, которое определяется в зависимости от АПК УД.

По согласованию с образовательным учреждением или организацией, курирующей предмет, в рамках которого осуществляется индивидуальное подключение к сетевой лаборатории и лабораторным исследованиям на базе выбранного АПК УД, со стороны ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» организуется авторизированный доступ в подраздел преподавателя сетевой лаборатории для конфигурирования и актуализации электронного журнала преподавателя.

При индивидуальном подключении финансовые отношения выстраиваются напрямую между ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» и пользователем.

3. Ознакомительный режим работы (вариант 2, форма 3).

Ознакомительный режим работы предусматривает предоставление тестового доступа к АПК УД и демонстрации его возможностей с ограниченным количеством измерений, а также к фрагментам методического обеспечения лабораторных работ и контрольно-измерительных материалов.

Ознакомительный режим работы может быть предоставлен как индивидуальному пользователю, так и организации по письменному обращению в адрес ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» или администрацию конкретной сетевой лаборатории.

При использовании всех форм доступа заказчик обеспечивается (посредством сети Интернет или непосредственно) необходимыми информационными, методическими материалами и программным обеспечением в зависимости от конкретного АПК УД.

Список изданий и интернет-ресурсов

1. Подлесный, С. А. Концепция типовых решений при построении автоматизированных лабораторных практикумов с удаленным доступом (на примере дисциплин радиотехнических специальностей) // С. А. Подлесный, А. В. Сарафанов, В. А. Комаров. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005. – 40 с.

2. Глинченко, А. С. Исследование параметров и характеристик полупроводниковых приборов с применением интернет-технологий: учеб. пособие / А. С. Глинченко, Н. М Егоров, В. А. Комаров, А. В. Сарафанов – М. : ДМК-Пресс, 2008. – 344 с. (Рекомендовано учебно-методическим объединением вузов Российской Федерации по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 210300 «Радиотехника»).

3. Зандер, Ф. В. Устройства приема и обработки сигналов : автоматизированный лабораторный практикум с применением Internet-технологий / Ф. В. Зандер, В. И. Коваленок, Д. Ю. Худоногов ; под ред. С. А. Подлесного. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 147 с. – (Устройства приема и обработки сигналов : УМКД № 45-2007 / рук. творч. коллектива Ф. В. Зандер).

4. Исследование аналоговых электронных устройств с применением интернет-технологий : учеб. пособие / А. С. Глинченко, В. А. Комаров, А. В. Сарафанов, В. Д. Скачко. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 159 с. (Схемотехника аналоговых электронных устройств : УМКД № 46-2007 / рук. творч. коллектива А. И. Громыко).

5. Компьютерные технологии в приборостроении : лаб. практикум / В. А. Комаров, А. В. Сарафанов, С. И. Трегубов и др. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 203 с. – (Компьютерные технологии в приборостроении : УМКД № 49-2007 / рук. творч. коллектива А. В. Сарафанов).

6. Глинченко, А. С. Цифровая обработка сигналов : лаб. практикум / А. С. Глинченко. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 135 с. – (Цифровая обработка сигналов : УМКД 50-2007 / рук. творч. коллектива А. С. Глинченко).

7. Основы теории цепей : автоматизированный лаб. практикум /В. И. Вепринцев, Г. К. Былкова, В. В. Тюрнев и др. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 153 с. – (Основы теории цепей : УМКД № 56-2007 / рук. творч. коллектива В. И. Вепринцев).

8. Информационно-коммуникационные технологии в образовании. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : лаб. практикум / А. Г. Суковатый, И. Е. Суковатая, К. Н. Захарьин, В. А. Кратасюк. – Электрон. дан. (92 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – (Информационно-коммуникационные технологии в образовании : УМКД № 167-2007 / рук. творч. коллектива А. Г. Суковатый). – 1 электрон. опт. диск (*DVD*). – Систем. требования : *Intel Pentium* (или аналогичный процессор других производителей) 1 ГГц ; 512 Мб оперативной памяти ; 92 Мб свободного дискового

пространства ; привод *DVD* ; операционная система *Microsoft Windows* 2000 *SP* 4 / *XP SP* 2 / *Vista* (32 бит) ; *Adobe Reader* 7.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов формата *pdf*). Номер гос. регистрации ЭУМКД в ФГУП НТЦ «Информрегистр» 0320802718 от 19.12.2008 г.

9. Шниперов, А. Н. Система компьютерной проверки знаний тестированием *UniTest* версии 3.0.0 : руководство пользователя / А. Н. Шниперов, Б. М. Бидус. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2008. – 90 с.

10. *www.lab.sfu-kras.ru* – портал автоматизированного и виртуального лабораторного практикума Сибирского федерального университета.

11. *www.alpsib.ru* – сетевая лаборатория центров коллективного пользования с удаленным доступом Сибирского федерального округа.

12. *http://unitest.lab.sfu-kras.ru* – система компьютерной проверки знаний тестированием *UniTest*.

13. *http://storage.lab.sfu-kras.ru* – централизованное хранилище банков тестовых заданий Сибирского федерального университета

14. *www.ni.com/russia* – российское представительство корпорации *National Instruments* (*USA*)

Список публикаций по теме сетевого ЦКП и портала АЛП/ВЛП с возможностью полнотекстового доступа приведен по адресу *http://www.lab.sfu-kras.ru/publications.aspx*.

Награды

Диплом победителя Всероссийского форума «Образовательная среда – 2007» (творческий конкурс инновационных решений, образовательных продуктов и услуг в области информатизации образования в номинации «Новые образовательные технологии в ИКТ-насыщенной среде»)

Золотая медаль Сибирской ярмарки «Учсиб-2008» (г. Новосибирск) в номинации «Учебная книга» за внедрение интерактивных методов обучения в изучении дисциплины «Электроника». Книга «Исследование параметров и характеристик полупроводниковых приборов с применением интернет-технологий : учеб. пособие / А. С. Глинченко., Н. М. Егоров, В. А. Комаров, А. В. Сарафанов. –М. : ДМК-Пресс, 2008. – 352 с.»

Гран-при Международного конгресса-выставки «*Global Education* – 2008 – Образование без границ» за комплекс аппаратно-программных средств (аппаратно-программные комплексы с удаленным доступом: «Электроника», «Тракт усиления звуковой частоты», «Устройства приема и обработки сигналов») как составной части сетевой лаборатории Сибирского федерального округа (*www.alpsib.ru*).

Большая и Малая золотые медали «*ITE* Сибирская ярмарка» (г. Новосибирск, Международная выставка «УЧСИБ–2009», 4–6 марта 2009 г.):

- за технологию и практическую реализацию инновационных учебно-методических комплексов в конкурсной номинации «Многоуровневая система образования как средство повышения качества высшего образования» (проект «Технология создания и внедрения в учебный процесс учебно-методических комплексов дисциплин инновационного типа, ориентированных на многоуровневую систему образования»);
- комплексный подход в модернизации образовательного процесса через применение информационно-коммуникационных технологий в конкурсной номинации «Учебно-лабораторное и игровое оборудование» (комплекс лабораторного оборудования (аппаратно-программные комплексы с удаленным доступом «Электроника», «Устройства приёма и обработки сигналов», «Тракт усиления звуковой частоты», «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Промышленные электроприводы «*Siemens*» и др.), функционирующего на основе сетевого учебно-исследовательского центра коллективного пользования на базе *web*-портала – *www.lab.sfu-kras.ru*).

Диплом лауреата за проект «Технология создания и внедрения в учебный процесс учебно-методических комплексов дисциплин инновационного типа с интегрированной системой автоматизированных лабораторных исследований, ориентированных на многоуровневую систему образования». Global Education — Образование без границ 2009.

Контактная информация

Единый телефон горячей линии технической поддержки:
+7 (391) 291-20-46 (администратор Коваленок Владимир Иванович)
Подключение к системам лабораторного практикума на согласованных условиях:
руководитель проекта д-р техн. наук, профессор Сарафанов Альберт Викторович
660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26, каб. Г 3–55
тел.: +7 (391) 291–21–20, 8-902-941-1665
факс: +7 (391) 291–25–21
iad@sfu-kras.ru

Научное издание

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Под научной редакцией А. И. Громыко, А. В. Сарафанова

Печатается в авторской редакции
Оформление Л. И. Вейсова
Компьютерная верстка: В. И. Коваленок, Т. М. Говоркова

Подписано в печать 28.04.2009. Печать плоская
Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 27,0.
Тираж 500 экз. Заказ 2/369. С 28

Издательско-полиграфический комплекс
Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
Опечатано в типографии ИПК СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

2009