

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

**РУКОВОДСТВО ПО ВЫПОЛНЕНИЮ
КУРСОВОГО ПРОЕКТА
«НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ»**

Учебно-методическое пособие

Электронное издание

Красноярск
СФУ
2021

УДК 621.39(075.8)
ББК 32.88я73
Р851

Составитель: **Бульбик Янис Иванович**

Р851 Руководство по выполнению курсового проекта «Направляющие системы электросвязи» : учеб.-метод. пособие / сост. : Я. И. Бульбик. – Электрон. дан. (956 Кб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2021. – Систем. требования: РС не ниже класса Pentium I ; 128 Mb RAM ; Windows 98/XP/7 ; Adobe Reader V8.0 и выше. – Загл. с экрана.

Содержит информационно-справочные материалы к выполнению курсового проекта «Направляющие системы электросвязи».

Предназначено для организации образовательного процесса по программам бакалавриата 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

УДК 621.39(075.8)
ББК 32.88я73

© Сибирский федеральный
университет, 2021

Электронное учебное издание

Подготовлено к публикации издательством
Библиотечно-издательского комплекса

Подписано в свет 09.12.2021. Заказ № 14991
Тиражируется на машиночитаемых носителях

Библиотечно-издательский комплекс
Сибирского федерального университета
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а
Тел. (391) 206-26-16; <http://bik.sfu-kras.ru>,
E-mail: publishing_house@sfu-kras.ru

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Общая характеристика и структура функциональных элементов локальных компьютерных сетей.....	4
2. Техническое задание (ТЗ) к курсовому проекту.....	9
3. Исходные данные к вариантам ТЗ курсового проектирования.....	10
4. Методические указания к выполнению расчетной части проекта.....	12
Приложение 1. Справочная информация к вычислительному моделированию процессов распространения импульсных сигналов в направляющих системах.....	16

1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И СТРУКТУРА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЛОКАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ

Локальные компьютерные сети [1,2] можно классифицировать по области их применения на два основных класса: локальные вычислительные сети (ЛВС) и локальные информационно-вычислительные сети (ЛИВС). ЛВС решают задачи рационального использования ресурсов компьютеров, распределенных на небольшой территории, в автоматизированных системах научных исследований, системах автоматизированного проектирования, др. системах. Каждый персональный компьютер (ПК) в локальной сети называется сетевым узлом (СУ). Основные решаемые задачи:

- совместное использование ресурсов сети: файлов данных, программ, сетевого периферийного оборудования;
- обеспечение высокой скорости передачи данных;
- снижение затрат благодаря совместному использованию ресурсов;
- стандартизация приложений;
- координация действий выполняемых группой пользователей ПК, объединённых их коллективной и согласованной работой в организации;
- эффективная систематизация больших объемов информации и её упорядочения;
- защита информации и эффективный контроль.

Типовые конфигурации ЛВС определены их топологией: «шина», «звезда», «дерево», «кольцо». На рис. 1 показана структура функциональных элементов ЛВС, небольшого масштаба шинной топологии, на коаксиальном кабеле, используемым здесь в качестве общей разделяемой среды передачи данных, «кабельного эфира» моноканала, для всех СУ этой сети.

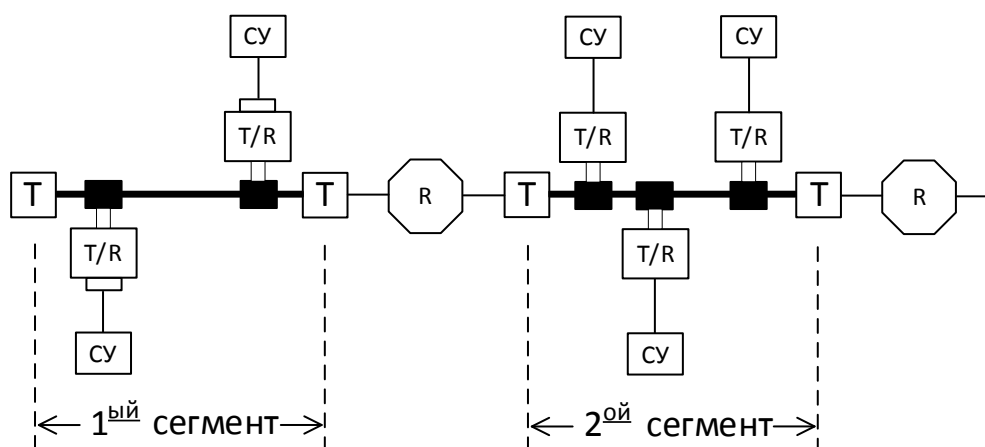


Рис. 1. Структура функциональных элементов ЛВС

Концевые точки сегментов моноканала сети (рис. 1) заканчиваются на специальных разъемах N-типа, поглощающих энергию отраженных волн при их эквивалентных сопротивлениях равных волновому сопротивлению НС. Эти разъемы иногда называют терминаторами-подавителями отраженных волн. Соединения СУ с моноканалом сети осуществляется посредством разъемов-тройников (Т-коннекторы) через приемо-передатчики (трансиверы Т/Р – Transmitter/Receiver) и гибкий многожильный кабель с адаптерами ПК. Максимальная длина трансиверного кабеля не должна превышать 50 м. Сетевой адаптер (Network Interface Card – NIC) является неотъемлемой частью сетевого оборудования, обеспечивающего физический интерфейс взаимодействия ПК с моноканалом ЛВС. Сегменты сети соединяются посредством повторителей R (Repeater), выполняющих функцию восстановления передаваемых сигналов (усиления, ограничения на необходимом уровне и ретрансляции сигналов на смежный сегмент моноканала сети). В ЛВС топологии «звезда» моноканал представлен витыми парами (симметричный кабель), соединяемые разъемами RJ-45 и концентраторами. Для ЛВС большого масштаба древовидной топологии сегменты моноканала представлены коаксиальным кабелем либо их сочетанием с волоконно-оптическими сегментами (ВОС), если ЛВС подразделений учреждения должны располагаться в разных зданиях/строениях, то соединения между ними иногда осуществляются на ВОС. При этом используется универсальный повторитель/разветвитель типа BNC (Boundary Node Connector), который также называют концентратором или хабом (от английского слова hub, означающего в области радиоэлектро-

ники/связи гнездо коммутационной панели, а формально – ступицу колеса со спицами).

Стандартом IEEE 802.3 локальных компьютерных сетей предусмотрена возможность использования в качестве среды передачи данных, по методу CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection – множественного доступа к моноканалу при опознавании его занятости и обнаружении коллизий), различных конструктивных исполнений сегментов НС:

- по спецификации 10 BASE-5 в качестве сетевого сегмента применяется «толстый» коаксиал (thick coax), допускающий подключение к сегменту до 100 СУ;
- по спецификации 10 BASE-2 – «тонкий» коаксиал (thin coax), допускающий подключение к сегменту до 30 СУ;
- по спецификации 10 BASE-T – витой парой (twisted pair), допускающей подключение к одному концентратору до 12 СУ.

Общие ограничения для указанных спецификаций технологии 10 Мбит Ethernet:

- пропускная способность – 10 Мбит/с;
- максимальное число СУ сети – 1024;
- максимальное расстояние между СУ – 2,5 км;
- максимальное число коаксиальных сегментов сети – 5.

В семействе технологий 10 Мбит Ethernet доступ к моноканалу сети и пакетная передача данных от одного СУ к другому выполняется по протоколу CSMA/CD, регламентирующим время передачи и предотвращающим монополюсный захват моноканала каким-либо СУ. На рис. 2 приведена структура пакета 10 Мбит Ethernet [2].

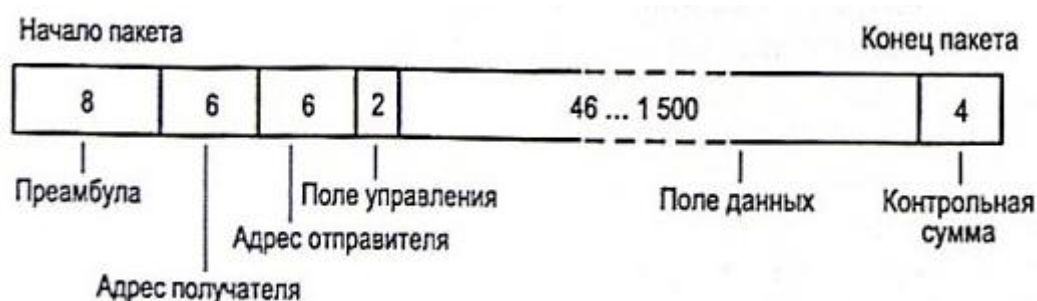


Рис. 2 Структура пакета 10 Мбит Ethernet

Структура пакета содержит следующие поля:

- преамбула состоит из 8 байт, первые семь из которых представлены байтами 10101010, используемых для синхронизации процесса передачи/приема, а последний байт 10101011 этого поля – для указания на конец синхронизации и начала кадра SFD (Start of Frame Delimiter);
- адрес получателя и адрес отправителя составляют по 6 байт;
- поле управления содержит информацию о длине и типе поля данных;
- поле данных должно содержать от 46 до 1500 байт;
- поле контрольной суммы содержит 32-разрядную циклическую сумму пакета и служит для проверки правильности переданного пакета.

По протоколу CSMA/CD сетевой узел, с подготовленным к передаче пакетом данных, должен проверить отсутствие активности в моноканале сети и только тогда начать передачу. Все СУ начинают принимать передаваемый пакет, но запись во внутренний буфер производит только тот СУ, который опознал свой адрес. При завершении передачи пакета все СУ должны выдерживать технологическую паузу, равную 9,6 мкс. После окончания этой паузы все СУ имеют равные возможности на передачу своих пакетов данных, но из-за различий в их расположении относительно моноканала, не все СУ одновременно фиксируют начало передачи одним из них. Это может приводить к ситуации, когда два СУ могут начать передачу данных почти одновременно и тогда передаваемые сигналы этих СУ накладываются друг на друга в моноканале, искажаются и не могут распознаваться. Эта ситуация называется коллизией, четкое распознавание которой всеми СУ является необходимым условием корректной работы сети. Необходимое наличие повторителей импульсных сигналов, ретранслируемых в смежные сегменты моноканала, компенсируют затухание этих сигналов, но и усиливает их динамические искажения вносимые сегментом НС, что также может приводить к ошибкам в распознавании передаваемой цифровой информации и к её потере принимающим СУ.

Предметом проектирования здесь является предварительный расчет максимально допустимой длины сегмента НС по критериям вносимых сегментом временных задержек, затухания сигналов при их распространению по сегменту сети и степени вносимых динамических искажений в этих сигналах. Дополнительные временные задержки, вносимые повторителями и ответвлениями на трансиверы здесь не рассматриваются, но должны

учитываться при более полном вычислительном моделировании динамических характеристик моноканала сети.

[1] Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, построение: Учебник для вузов. 5-е издание – СПб.: Питер, 2016. – 992 с.

[2] Суворов А.Б. Основы технологий массовых телекоммуникаций: учебник для вузов – Ростов-на-Дону: Феникс, 2014. – 509 с.

2. ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ (ТЗ) К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ

По исходным данным варианта ТЗ, на основе вычислительного моделирования параметров процесса распространения цифровых сигналов по направляющей системе (НС), рассчитать:

1. Предельно допустимую длину сегмента НС локальной телекоммуникационной сети по условию вносимого сегментом затухания сигналов (не более 4,5 дБ) и по условию допустимых временных задержек сигналов на сегменте (не более 3 мкс);

2. По результатам п. 1 выбрать наименьшее значение из расчетных длин сегмента и определить спектральную характеристику модуля фрагмента импульсных сигналов на конце сегмента НС в заданном канальном коде, а также спектральную характеристику выделенного первого импульса в этом фрагменте на конце сегмента. Результаты вычислительного моделирования представить в табличных и графических формах, до ослаблений спектральных составляющих на уровне – 20 дБ;

3. С учетом результатов п.2, на основе подсчета относительной разности скоростей распространения спектральных составляющих импульсных сигналов фрагмента их последовательности и выделяемого первого импульса, определить возможный уровень динамических искажений, вносимых сегментом НС в эти сигналы. Подготовить математическое обеспечение для численной оценки динамических искажений во временной области для выделяемого первого импульса из фрагмента последовательности сигналов.

4. Заключение по п. 1,2,3 должно содержать сравнительный анализ полученных результатов.

Указание к выполнению КП

1. Использовать формулы высокочастотных приближений в расчетных зависимостях первичных и вторичных параметров, в соответствии с заданным типом НС;

2. Длительности тактовых интервалов принимать соответственно стандартам локальных сетей (10 BASE-2, 10 BASE-T).

3. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ К ВАРИАНТАМ ТЗ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Таблица 1

№ вар.	Тип НС	Параметры геометрии НС в сечении	Тип изоляции	Фрагмент иди	Канальный код
1	КК	1,2/4,6	Плотный полиэтилен	011	МС
2	КК	1,8/7,2	Плотный полиэтилен	010	АМІ
3	КК	1,2/4,6	Плотный полиэтилен	010	МС
4	КК	2,2/9,4	Плотный полиэтилен	011	МС
5	СК	1/3	Плотный полиэтилен	101	АМІ
6	СК	0,9/2,5	Плотный полиэтилен	110	NRZI
7	СК	0,8/2,2	Плотный полиэтилен	101	NRZI
8	КК	1,2/4,6	Полистирол	010	МС
9	КК	1,8/7,2	Полистирол	011	МС
10	КК	2,4/9,6	Полистирол	110	МС
11	СК	1/3	Плотный полиэтилен	101	NRZI
12	СК	0,9/2,5	Плотный полиэтилен	110	NRZI
13	СК	0,8/2,2	Плотный полиэтилен	101	BPRZ
14	КК	1,2/4,6	Полистирол	101	АМІ
15	КК	1,8/7,2	Полистирол	101	МС
16	КК	2,6/9,4	Полистирол	110	АМІ

Примечание. Параметры геометрии НС: для коаксиального кабеля – диаметры проводящих поверхностей в мм, для элемента СК – числитель диаметр проводников, а знаменатель расстояния между их центрами в мм.

Обозначения:

КК – коаксиальный кабель;

СК – двухпроводный элемент симметричного кабеля;

ИДП – исходная двоичная последовательность;

NRZI – код без возвратов к нулевым уровням, при передаче «0» сохраняется потенциал предыдущего такта;

BPRZ – биполярный код с возвратами к нулевым уровням;

АМІ – код со знакопеременными символами «1»;

МС – манчестерский код.

Исходные данные по фрагменту ИДП и канальному коду ежегодно подлежат замене.

4. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ РАСЧЕТНОЙ ЧАСТИ ПРОЕКТА

Расчетную часть проекта можно классифицировать как одну из обратных задач прикладной электродинамики направляющих систем электросвязи, которая содержит ряд промежуточных уточнений расчета и не является единственно возможной.

1. Определить значения индуктивности и емкости на единицу длины сегмента НС по формулам (П3) или (П4).

2. Подсчитать значения волнового сопротивления и скорости распространения спектральных составляющих по формулам (П12) и (П18).

3. По значениям скорости v и условию допустимой временной задержки t_3 получить предварительную оценку допустимой длины l_1 сегмента НС ($l_1 = vt_3$).

4. Определить значение активного сопротивления $\hat{R}_1(\omega)$ единичной длины сегмента НС для всего практически значимого ω – диапазона спектральных составляющих по формуле (симметричный кабель)

$$\hat{R}_1(\omega) \cong R_1(\omega) + 2R_{10},$$

где $R_1(\omega)$ вычисляется по формуле (П5), а R_{10} – при равномерном распределении плотности тока в проводнике с площадью сечения S и единичной его длины ($R_{10} = 1/\sigma S$), либо по формуле (П6) (коаксиальный кабель)

$$\hat{R}_1(\omega) \cong R_1(\omega) + 1,67R_0,$$

где $R_{10} = 1/\sigma \pi r_1^2$, r_1 – радиус проводящей поверхности центрального проводника.

5. В высокочастотном приближении принять $\hat{R}_1(\omega) \cong R_1(\omega)$ и с учетом оценки допустимой длины l_1 , а также условия допустимого затухания (не более 4,5 дБ), подсчитать верхнее значение ω_b по соотношению

$$l_1 \cdot \frac{R_1(\omega)}{2Z_w} \cdot 8,68 = 4,5 \text{ дБ},$$

где учитывается, что 1 непер $\cong 8,68$ дБ.

6. Определить приближенные значения $R_1(\omega_B)$ и $G_1(\omega_B)$, а также составляющие, вносимого сегментом НС, затухания $\alpha_c(\omega_B) = \frac{\hat{R}_1(\omega)}{2Z_w}$;

$$\alpha_d(\omega_B) = \frac{G_1(\omega_B)Z_w}{2} \text{ (формула (П15))}.$$

7. Подсчитать приближенное значение максимально допустимой длины сегмента НС по соотношению $l_2 = \frac{4,5}{8,68 \left(\frac{\hat{R}_1(\omega_B)}{2Z_w} \right)}$ при условии, что

$\alpha_c(\omega_B) \gg \alpha_d(\omega_B)$, а также учесть, что для СК в знаменателе этого соотношения вводится коэффициент скрутки χ ($\chi = 1.02 \div 1.07$).

8. На основе предварительных оценок максимально допустимой длины сегмента НС выбрать меньшее значение l .

9. Для нахождения спектральной характеристики модуля спектральной функции первого выделяемого импульса из их последовательности в вычислительном процессе использовать аналитическую зависимость (П24). Шаг дискретных значений аргумента функции $\left| \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \right|$ принять равным $\frac{\pi}{8}$, тогда дискретными значениями ω – переменной в (П24) будут $\omega_1 = \frac{\pi}{4\tau}$, $\omega_2 = \frac{\pi}{2\tau}$, ..., $\omega_n = \frac{\pi}{n\tau}$ (при нормировании одиночного прямоугольного импульса к его единичному уровню $U = 1$ В). Результаты вычислительного процесса представить табл. 2.

Таблица 2

$\omega_i \left[\frac{\text{к}}{\text{с}} \right]$											
$M(\omega_i) / \omega_i \left[\right]$											
$\exp[-\alpha(\omega_i)l]$											
$U(l, \omega_i) \left[\right]$											

В графической форме результатов табл. 1 указать размерности $[\cdot]$ величин и уровень (-20 дБ) с уточнением значения ω_B .

10. Для нахождения спектральной характеристики модуля спектральной функции заданного фрагмента импульсной последовательности использовать декомпозицию каждого импульса

отдельно, в форме представленной на рис. 1П, а затем представить соответствующие (П25) изображения $U(p)$ и соответствующую (П26) спектральную функцию $U(j\omega)$ этого фрагмента в показательной и тригонометрической формах. Результаты вычислительного процесса к нахождению спектральной характеристики модуля $|U(l, j\omega)|$ представить табл. 3 для нормированного уровня $U = 1$ В импульсных сигналов.

Таблица 3

$\omega_i \left[\frac{\text{к}}{\text{с}} \right]$											
$A(\omega_i)$											
$B(\omega_i)$											
$M(\omega_i) / \omega_i \left[\right]$											
$\exp[-\alpha(\omega_i)l]$											
$U(l, \omega_i) \left[\right]$											

В графической форме результатов табл. 3 указать размерности $[\cdot]$ величины и уровень (-20 дБ) с уточнением значения ω_b .

11. Подсчитать относительные разности $\delta t / \omega_i$ временных задержек спектральных составляющих одиночного импульса и фрагмента импульсной последовательности с использованием зависимости (П21) для $\omega_i = \omega_n$ и $\omega_i = \omega_b$, определенных графически по п. 9 и п. 10. По результатам расчетов провести количественные оценки возможных динамических искажений импульсных сигналов на приемной стороне сегмента НС по сравнению с условиями их неискажающей передачи.

12. Для уточнённой количественной оценки динамических искажений одиночного импульса $u(l, t)$ на приемной стороне сегмента, дополнить результаты табл. 2 расчётом косинусной и синусной частей $U(l, \omega_i) \cos \left[\frac{\omega_i \tau}{2} \right]$, $U(l, \omega_i) \sin \left[\frac{\omega_i \tau}{2} \right]$ соответственно при $t_1 = t - l \sqrt{L_1 C_1}$ в подынтегральных функциях (П29).

Результаты этого расчета представить табл. 4 и соответствующими графическими зависимостями, как математическим обеспечением для дополнительной числовой оценки динамических искажений.

Выполнение расчетной части проекта должно завершаться Заключением и Списком использованных источников информации, например таким, как

1. Учебник «Направляющие системы электросвязи» под редакцией В. А. Андреева, том 1. – Теория передачи и влияния / В. А. Андреев, Э. Л. Портнов, Л. Н. Кончаловский / М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 424 с.

2. Курс лекций «Направляющие системы электросвязи», СФУ.

3. Вычислительная среда, например Microsoft Excel 2016.

СПРАВОЧНАЯ ИНФОРМАЦИЯ К ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ ПРОЦЕССОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В НАПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

Настоящим приложением даётся выборочное и краткое изложение сведений необходимых для курсового проектирования «Направляющие системы». Более полное изложение этого материала дано в учебнике «Направляющие системы электросвязи» под редакцией В. А. Андреева, том 1 – Теория передачи и влияния / В. А. Андреев, Э. Л. Портнов, Л. Н. Кончаловский / М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 424 с., а также в курсе лекций СФУ по одноименной дисциплине и других справочных пособиях углубленного типа по вычислительному моделированию передачи сигналов в проводных линиях и их влиянию на целостность цифровых данных.

Электромагнитное состояние регулярной и однородной направляющей системы (НС) определено конечно-разностными уравнениями относительно мгновенных напряжений $u(z,t)$ и токов $i(z,t)$ в поперечных сечениях НС при координатах $z = z_1$ и $z = z_1 + \Delta z$ в виде

$$\begin{cases} -\Delta u = R_1 \Delta z i + L_1 \Delta z \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\Delta i = G_1 \Delta z u + C_1 \Delta z \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}, \quad (\text{П1})$$

где R_1, L_1 – продольные погонные сопротивление и индуктивность НС соответственно, а G_1, C_1 – поперечные погонные проводимость и емкость НС.

Погонные параметры также называют первичными, разделяя их на частотнонезависимые (L_1, C_1) – параметры и частотнозависимые (R_1, G_1) – параметры НС, первые из которых рассчитывают методами теории электромагнитного поля при заданной геометрии поперечного сечения НС, а вторые – с привлечением экспериментальных данных об материале проводящих поверхностей НС и диэлектрической среды, прилегающей к этим поверхностям. При делении уравнений (П1) на Δz и переходе к пределу ($\Delta z \rightarrow 0$) эти уравнения преобразуются к системе двух дифференциальных уравнений в частных производных

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial z} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial z} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases}, \quad (\text{П2})$$

где (L_1, C_1) – параметры рассчитывают с учетом поверхностного эффекта на проводящих поверхностях НС и близкого их расположения по приближенным формулам:

для симметричных кабелей (СК) либо витых пар

$$L_1 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \left(\frac{d - r_0}{r_0} \right); C_1 = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \left(\frac{d - r_0}{r_0} \right)}, \quad (\text{П3})$$

для коаксиальных кабелей (КК)

$$L_1 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right); C_1 = \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right)}, \quad (\text{П4})$$

где d – расстояние между центрами цилиндрических проводников, r_0 – радиус этих проводников, (r_1, r_2) – радиус внутреннего и внешнего проводников КК соответственно $\left(\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} \text{ Ф/м}, \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м} \right)$, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрической среды, прилегающая к проводящим поверхностям НС (полиэтилен сплошной – $\varepsilon_r \cong 2,2 \div 2,4$; полистирол – $\varepsilon_r \cong 2,5 \div 2,7$).

В высокочастотном приближении значения (R_1, G_1) – параметров НС рассчитывают по формулам:

для СК либо витых пар

$$R_1(\omega) \cong \frac{d}{4\pi r_0 a} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}; G_1(\omega) \cong \omega C_1 (\text{tg} \delta)_G, \quad (\text{П5})$$

для КК

$$R_1(\omega) \cong \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \left[\frac{1}{2\pi r_1} + \frac{1}{2\pi r_2} \right]; G_1(\omega) \cong \omega C_1 (\operatorname{tg} \delta)_G, \quad (\text{П6})$$

где σ – удельная электропроводность меди ($\sigma = 0,562 \cdot 10^8 \text{ Сим/м}$); $\operatorname{tg} \delta$ – угол диэлектрических потерь (полиэтилен: $\operatorname{tg} \delta|_{f=1 \text{ МГц}} = 3 \cdot 10^{-4}$; $\operatorname{tg} \delta|_{f=10 \text{ МГц}} = 4 \cdot 10^{-4}$; полистирол: $\operatorname{tg} \delta|_{f=1 \text{ МГц}} = 2 \cdot 10^{-4}$; $\operatorname{tg} \delta|_{f=10 \text{ МГц}} = 3 \cdot 10^{-4}$); $(\operatorname{tg} \delta)_G$ – среднее геометрическое угла диэлектрических потерь в диапазоне (1–10) МГц, $(\operatorname{tg} \delta)_G = \sqrt{\operatorname{tg} \delta_1 \cdot \operatorname{tg} \delta_2}$; a – положение эквивалентных электрических осей НС ($a = \sqrt{(d^2/4) - r_0^2}$); $\omega = 2\pi f$.

В процессе распространения импульсных сигналов по НС появляются искажения их формы и уменьшение их уровня. Эти факторы существенно зависят от первичных параметров и физической длины НС, а также от параметров используемых импульсных сигналов, влияющих на их спектры и саму возможность восстановления цифровых данных на приемной стороне. Переходом от временной области определения сигналов $u(z, t)$; $i(z, t)$ к спектральной области их определения $U(z, j\omega)$; $I(z, j\omega)$ на основе взаимобратных интегральных преобразований Фурье, в частности относительно сигналов, представляемых напряжением $U(z, j\omega) = \int_0^\infty u(z, t) e^{-j\omega t} dt$ и $u(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty U(z, j\omega) e^{j\omega t} d\omega$, система дифференциальных уравнений (П2) сводится к системе двух обыкновенных дифференциальных уравнений.

Действительно, представляя в систему уравнений (П2) значение $u(z, t)$; $i(z, t)$, выражаемые обратным Фурье-преобразованием их спектров, и выполняя соответствующие действия дифференцирования во временной области, получаем

$$\begin{cases} -\frac{dU(z, j\omega)}{dz} = R_1 I(z, j\omega) + j\omega L_1 I(z, j\omega) \\ -\frac{dI(z, j\omega)}{dz} = \sigma_1 U(z, j\omega) + j\omega C_1 U(z, j\omega) \end{cases}, \quad (\text{П7})$$

где правых частях этих уравнений $Z_1(j\omega) \cdot I(z, j\omega)$ и $Y(j\omega) \cdot U(z, j\omega)$ значениями $Z_1(j\omega) = R_1(\omega) + j\omega l_1$ и $Y(j\omega) = G_1(j\omega) + j\omega C_1$ представлены спектральные характеристики продольной и поперечной составляющих вторичных параметров НС соответственно.

Повторным дифференцированием первого уравнения системы (П7) по z -переменной и учетом второго уравнения (П7) эта система уравнений сводится к одному обыкновенному дифференциальному уравнению второго порядка

$$\frac{d^2 U(z, j\omega)}{dz^2} = Z_1(j\omega) Y(j\omega) U(z, j\omega), \quad (\text{П8})$$

решением которого является формула

$$U(z, j\omega) = A_U e^{-\gamma(j\omega)z} + B_U e^{\gamma(j\omega)z}, \quad (\text{П9})$$

где A_U, B_U – постоянные интегрирования, определяемые граничными условиями при $z = 0$ (начало сегмента НС) либо при $z = l$ (конец сегмента НС), $\gamma(j\omega)$ – спектральная характеристика коэффициента распространения сигналов $\left(\gamma(j\omega) = \sqrt{Z_1(j\omega) Y(j\omega)} = \sqrt{(R_1 + j\omega l_1)(G_1 + j\omega C_1)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \right)$.

Согласно (П9) коэффициентом $\gamma(j\omega)$ определены два экспоненциальных множителя $\exp[\pm\alpha(\omega)z]$ и $\exp[\pm j\beta(\omega)z]$, первым из которых представлено затухание спектральных составляющих сигнала, вносимое НС, а вторым – их фазовые запаздывания. Первое слагаемое в (П9) называется падающей волной сигнала, а второе – его отраженной волной. Эти слагаемые в (П9) представлены соответствующими спектрами напряжения сигнала, распространяющегося по НС. Спектральному распределению $U(z, j\omega)$ сопутствует распределение $I(z, j\omega)$, которое следует из первого уравнения системы (П7) и с учетом формулы (П9) выражается соотношением

$$I(z, j\omega) = -\frac{1}{Z_1(j\omega)} \frac{dU(z, j\omega)}{dz} = \frac{\gamma(j\omega)}{Z_1(j\omega)} \left[A_U e^{-\gamma(j\omega)z} - B_U e^{\gamma(j\omega)z} \right], \quad (\text{П10})$$

где обратной величиной размерного коэффициента $\gamma(j\omega)/Z_1(j\omega)$ представлено волновое сопротивление Z_w НС формулой

$$Z_w = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}. \quad (\text{П11})$$

В высокочастотной области спектров, типичных для длительностей тактовых интервалов локальных вычислительных сетей, $\omega L_1 \gg R_1(\omega)$ и формула (П11) упрощается в её высокочастотном приближении

$$Z_w = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \sqrt{\frac{R_1 / \omega L_1 + j}{\text{tg} \delta + j}} = \sqrt{L_1 / C_1}. \quad (\text{П12})$$

При условии $R_1 / \omega L_1 = G_1 / \omega C_1$ неискажающей передачи сигналов волновое сопротивление НС также определено формулой (П12)

$$Z_w = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \sqrt{\frac{R_1 / \omega L_1 + j}{G_1 / \omega C_1 + j}} = \sqrt{L_1 / C_1}. \quad (\text{П13})$$

В высокочастотной области спектров в коэффициент $\gamma(j\omega)$ распространения сигналов по НС остается комплексным, но при использовании разложений в ряд функции

$$(1+x)^{1/2} = 1 + x/2 + x^2/8 + \dots \text{ при } x \ll 1, \quad (\text{П14})$$

зависимости его составляющих $\alpha(\omega)$ и $\beta(\omega)$ упрощаются. Действительно, при $x = R_1 / \omega L_1 \ll 1$ либо $x = G_1 / \omega C_1$, коэффициент распространения сигналов можно представить в виде

$$\begin{aligned} \gamma(j\omega) &= j\omega \sqrt{L_1 C_1} \left[(1 + R_1 / j\omega L_1)^{1/2} (1 + G_1 / j\omega C_1)^{1/2} \right] \cong \\ &\cong j\omega \sqrt{L_1 C_1} \left[1 + G_1 / 2j\omega C_1 + R_1 / 2j\omega L_1 + (R_1 / 2j\omega L_1)(G_1 / j\omega C_1) \right] \cong \\ &\cong j\omega \sqrt{L_1 C_1} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} + \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \end{aligned} \quad (\text{П15})$$

где $\alpha(\omega) = \frac{R_1}{2Z_w} + \frac{G_1 Z_w}{2}$; $\beta(\omega) = \omega \sqrt{L_1 C_1}$.

При получении результата (П15) слагаемым $\left(-R_1 G_1 / 4\omega^2 L_1 C_1\right)$ пренебрегалось, как величиной высшего порядка малости. Скорость распространения спектральных составляющих в условиях равенства эквивалентного сопротивления $R_{2\Omega}$ на приемной стороне сегмента НС волновому сопротивлению (П12) определяется только падающей волной ($B_U = 0$) $A_U e^{-\alpha(\omega)z} e^{-j\beta(\omega)z}$, вещественная часть которой представлена мгновенными значениями

$$u(z, t) = U_m e^{-\alpha(\omega)z} \cos[\omega t - \beta(\omega)z + \varphi] \quad (\text{П16})$$

так, что по условию неизменности фазового состояния $\frac{d}{dt}[\omega t - \beta(\omega)z + \varphi] = 0$ волны отсюда следует формула скорости v её распространения по НС

$$v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta(\omega)}. \quad (\text{П17})$$

Таким образом, если ограничиваться только двумя первыми членами разложения (П14), то из формулы (П15) и (П17) следует, что в этом приближении все спектральные составляющие имеют одинаковые скорости их распространения

$$v = 1 / \sqrt{L_1 C_1}, \quad (\text{П18})$$

но при учете и третьего слагаемого разложения (П14) значения коэффициента затухания $\alpha(\omega)$ и коэффициента фазы $\beta(\omega)$ уточняются соответствующими формулами

$$\alpha(\omega) = \frac{R_1}{2Z_w} + \frac{G_1 Z_w}{2} + \frac{v}{16\omega^2} \left(\frac{R_1^2 G_1^2}{C_1} + \frac{R_1^2 G_1}{L_1} \right) \cong \frac{R_1}{2Z_w} + \frac{G_1 Z_w}{2}; \quad (\text{П19})$$

$$\beta(\omega) \cong \omega \sqrt{L_1 C_1} \left[1 + \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R_1}{L_1} - \frac{G_1}{C_1} \right)^2 \right]. \quad (\text{П20})$$

Согласно формулам (П17) и (П20) уточненным значением скорости $v(\omega)$ является зависимость

$$\nu(\omega) = \frac{\omega}{\beta(\omega)} \cong \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \left[1 - \frac{1}{8\omega^2} \left(\frac{R_1}{L_1} - \frac{G_1}{C_1} \right)^2 \right] = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} [1 - a(\omega)], \quad (\text{П21})$$

где $a(\omega)$ – безразмерная малая величина, при которой здесь использовалось соотношение $[1 + a(\omega)]^{-1} \cong 1 - a(\omega)$.

Из зависимости (П21) следует, что спектральные составляющие сигнала с более высокими значениями ω распространяются по НС с большими скоростями чем спектральные составляющие с меньшими ω . Отсюда также, следует, что при условии неискажающей передачи $R_1(\omega)/\omega L_1 = G_1(\omega)/\omega C_1$ переменная $a(\omega)$ оказывается нулевой для всех значений ω , которая может использоваться для промежуточных оценок относительных динамических искажений, вносимых сегментом НС длины l , по разности временных задержек $\delta t_d|_{\omega_i} = l / \nu(\omega_i) \cong l \sqrt{L_1 C_1} [1 + a(\omega_i)]$ спектральных составляющих сигнала. Во временной области уровень динамических искажений сигнала $u(l, t)$ может определяться численными методами вычислительного моделирования.

Спектральные характеристики импульсного сигнала находятся на основе интегрального преобразования Фурье. В частности, для одиночного идеализированного прямоугольного импульса с нулевыми длительностями его фронтов и уровнем U его мгновенных значений при $0 \leq t \leq \tau$

$$\begin{aligned} U(j\omega) &= \int_0^\infty u(t) e^{-j\omega t} dt = -\frac{U}{j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_0^\tau = \frac{U}{j\omega} (1 - e^{-j\omega\tau}) = \\ &= \frac{U}{j\omega} (1 - \cos \omega\tau + j \sin \omega\tau) = \frac{U}{\omega} [\sin \omega\tau - j(1 - \cos \omega\tau)] = \\ &= \frac{U}{\omega} M(\omega, \tau) e^{-j\varphi(\omega)}, \end{aligned} \quad (\text{П22})$$

где $UM(\omega, \tau)/\omega$ – спектральная характеристика модуля $|U(j\omega)|$ такая, в которой $M(\omega, \tau) = \sqrt{\sin^2 \omega\tau + (1 - \cos \omega\tau)^2} = \sqrt{2(1 - \cos \omega\tau)} = 2\sqrt{\sin^2 \frac{\omega\tau}{2}} = 2 \left| \sin \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \right|$; $\varphi(\omega)$ – фазочастотный спектр этого импульса, который определен зависимостью

$$\begin{aligned}\varphi(\omega) &= \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Im} U(j\omega)}{\operatorname{Re} U(j\omega)} \right] = \operatorname{arctg} \left[-\frac{1 - \cos \omega\tau}{\sin \omega\tau} \right] = \\ &= \operatorname{arctg} \left[-\frac{2 \sin^2 \left(\frac{\omega\tau}{2} \right)}{2 \sin \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \cos \left(\frac{\omega\tau}{2} \right)} \right] = \operatorname{arctg} \left(-\operatorname{tg} \frac{\omega\tau}{2} \right) = -\frac{\omega\tau}{2}.\end{aligned}$$

Итак, в начале сегмента НС ($z = 0$) спектральная функция идеализированного импульсного воздействия определена здесь формулой

$$U(0, j\omega) = \frac{2U}{\omega} \left| \sin \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \right| e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} = \frac{U\tau}{\omega\tau/2} \left| \sin \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \right| e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (\text{П23})$$

В конце сегмента НС ($z = l$), в режиме согласования Z_w с приемной стороной, соответствующей входному воздействию (П23), спектральной функцией является

$$\begin{aligned}U(l, j\omega) &= U(0, j\omega) e^{-\gamma(j\omega)l} = \frac{2U}{\omega} \left| \sin \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \right| e^{-\alpha(j\omega)l} \cdot e^{-j[\beta(\omega)l + \omega\tau/2]} = \\ &= |U(l, j\omega)| e^{-j[\beta(\omega)l + \omega\tau/2]}, \beta(\omega) = \omega\sqrt{L_1 C_1},\end{aligned} \quad (\text{П24})$$

где $|U(l, j\omega)|$ – спектральная характеристика модуля импульсного сигнала на конце сегмента НС.

Спектральные характеристики импульсного сигнала также могут находиться на основе интегрального преобразования Лапласа при декомпозиции импульса на ступенчатые функции с последующей заменой комплексной переменной p на $j\omega$. На рис. 1П показан одиночный идеализированный прямоугольный импульс и его декомпозиция на исходную и гасящую ступенчатые функции $u_1(t)$ и $u_2(t)$ соответственно.

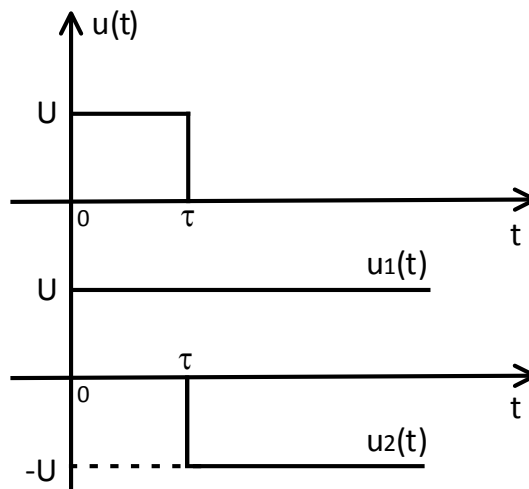


Рис. 1П. Декомпозиция одиночного импульса и его декомпозиция на две ступенчатые функции

Ступенчатой функции $u_1(t)$ соответствует её операторное изображение $U(p)$ по Лапласу $U_1(p) = \frac{U}{p}$, а ступенчатой функции $u_2(t)$ соответствует $U_2(p) = -\left(\frac{U}{p}\right)e^{-p\tau}$. По свойству аддитивности преобразования Лапласа сумме функций $u_1(t) + u_2(t)$ соответствует сумма изображений этих функций

$$U(p) = U_1(p) + U_2(p) = \frac{U}{p}(1 - e^{-p\tau}) \quad (\text{П25})$$

и, следовательно, спектральной функцией этого одиночного импульса является

$$U(j\omega) = \frac{U}{j\omega}(1 - e^{-j\omega\tau}), \quad (\text{П26})$$

ранее полученная, как промежуточный результат (П22).

Указанный способ нахождения спектральных функций распространяется и на любой фрагмент последовательности импульсов. При этом показательная форма получаемой спектральной функции преобразуется к тригонометрической, аналогично представленной в (П22), и суммирова-

нием её вещественных частей находится результирующая $A(\omega)$, а суммированием мнимых частей – результирующая $B(\omega)$, части $U(0, j\omega)$, по которым далее определяется модуль $M(\omega)$ полигармонической спектральной функции и спектральная характеристика модуля $|U(l, j\omega)|$ любого фрагмента последовательности импульсов может быть представлена формулой

$$|U(l, j\omega)| = \frac{U}{\omega} M(\omega) e^{-\alpha(\omega)l}. \quad (\text{П27})$$

Математическое обеспечение численной оценки возможных динамических искажений во временной области на конце сегмента НС для выделяемого первого импульса из фрагмента последовательности сигналов базируется на обратном преобразовании Фурье спектральной функции (П24), которым определено

$$\begin{aligned} u(l, t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(j\omega) e^{-\gamma(j\omega)l} e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(\omega) e^{-\alpha(\omega)l} e^{j\varphi(\omega)} e^{-j\beta(\omega)l} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(\omega) e^{-\alpha(\omega)l} \cdot \\ &\cdot \cos[\omega t - \beta(\omega)l + \varphi(\omega)] d\omega + \frac{j}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(\omega) e^{-\alpha(\omega)l} \sin[\omega t - \beta(\omega)l + \\ &+ \varphi(\omega)] d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} U(\omega) e^{-\alpha(\omega)l} \cos[\omega t - \beta(\omega)l + \varphi(\omega)] d\omega, \end{aligned} \quad (\text{П28})$$

где учтено, что второе интегральное слагаемое при интегрировании обращается в нуль из-за нечетности функции $\sin[\cdot]$, а с учетом четности функции $\cos[\cdot]$ первое слагаемое имеет одинаковые значения при интегрировании в пределах $-\infty < \omega < 0$ и $0 < \omega < \infty$.

При нормировании одиночного прямоугольного импульса к его единичному уровню ($U = 1$ В), спектральная функция определена формулой (П23), для которой выражение (П28) можно представить в виде

$$\begin{aligned}
u(l, t) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_s} \frac{|\sin(\omega\tau/2)|}{\omega} e^{-\alpha(\omega)l} \cos \left[\omega t - \left(\frac{\omega\tau}{2} + \beta(\omega)l \right) \right] d\omega \cong \\
&\cong \frac{2}{\pi} \left\{ \int_0^{\omega_s} \frac{|\sin(\omega\tau/2)|}{\omega} e^{-\alpha(\omega)l} \cos \frac{\omega\tau}{2} \cos \omega t_1 d\omega + \right. \\
&\quad \left. + \int_0^{\omega_s} \frac{|\sin(\omega\tau/2)|}{\omega} e^{-\alpha(\omega)l} \sin \frac{\omega\tau}{2} \sin \omega t_1 d\omega \right\} = I_1(l, t_1) + I_2(l, t_1)
\end{aligned} \tag{П29}$$

где $t_1 = t - l\sqrt{L_1 C_1}$.

Если при вычислительном моделировании $u(l, t)$ использовать формулы интегрирования по частям, то

$$I_1(l, t_1) = \frac{2}{\pi} \left[\nu_1 w_1 \Big|_0^{\omega_s} - \frac{1}{t_1} \int_0^{\omega_s} \nu_1'(\omega) \sin \omega t_1 d\omega \right], \tag{П30}$$

где $\nu_1(\omega) = \frac{|\sin(\omega\tau/2)|}{\omega} e^{-\alpha(\omega)l} \cos \frac{\omega\tau}{2}$; $w_1(\omega) = \int \cos \omega t_1 d\omega = \frac{1}{t_1} \sin \omega t_1$; аналогично,

$$I_2(l, t_1) = \frac{2}{\pi} \left[\nu_2 w_2 \Big|_0^{\omega_s} + \frac{1}{t_1} \int_0^{\omega_s} \nu_2'(\omega) \cos \omega t_1 d\omega \right], \tag{П31}$$

где $\nu_2(\omega) = \frac{|\sin(\omega\tau/2)|}{\omega} e^{-\alpha(\omega)l} \sin \frac{\omega\tau}{2}$; $w_2(\omega) = \int \sin \omega t_1 d\omega = -\frac{1}{t_1} \cos \omega t_1$.

Штрихами в подынтегральных выражениях (П30) и (П31) обозначены производные от спектральных функций $\nu_1(\omega)$ и $\nu_2(\omega)$ по ω – переменной в её практически значимом диапазоне $0 < \omega \leq \omega_s$.

Таким образом, в общем виде

$$\begin{aligned}
u(l, t) &\cong \frac{2}{\pi t} \left[\nu_1(\omega) \sin \omega t_1 \Big|_0^{\omega_s} - \nu_2(\omega) \cos \omega t_1 \Big|_0^{\omega_s} - \right. \\
&\quad \left. - \int_0^{\omega_s} \hat{\nu}_1'(\omega) \sin \omega t_1 d\omega + \int_0^{\omega_s} \hat{\nu}_2'(\omega) \cos \omega t_1 d\omega \right],
\end{aligned} \tag{П32}$$

где $\hat{\nu}_1'(\omega)$, $\hat{\nu}_2'(\omega)$ – кусочно-линейные аппроксимации спектральных функций в диапазоне $0 < \omega \leq \omega_s$, производные которых определены графически в виде

$$\hat{\nu}_1'(\omega) = [\nu_1(\omega_{i+1}) - \nu_1(\omega_i)] / (\omega_{i+1} - \omega_i);$$

$$\hat{\nu}_2'(\omega) = [\nu_2(\omega_{i+1}) - \nu_2(\omega_i)] / (\omega_{i+1} - \omega_i),$$

на подынтервалах $\omega_i \leq \omega \leq \omega_{i+1}; (i = 0, 1, 2 \dots)$, так что теперь

$$u(l, t) \cong \frac{2}{\pi t_1} \left[\nu_1(\omega) \sin \omega t_1 \Big|_0^{\omega_s} - \nu_2(\omega) \cos \omega t_1 \Big|_0^{\omega_s} + \right. \\ \left. + \sum_i^N \frac{\nu_1(\omega_{i+1}) - \nu_1(\omega_i)}{t_1(\omega_{i+1} - \omega_i)} \cos \omega t_1 \Big|_{\omega_i}^{\omega_{i+1}} - \sum_i^N \frac{\nu_2(\omega_{i+1}) - \nu_2(\omega_i)}{t_1(\omega_{i+1} - \omega_i)} \sin \omega t_1 \Big|_{\omega_i}^{\omega_{i+1}} \right]. \quad (\text{ПЗЗ})$$

Далее, заменяя непрерывные значения t их дискретной последовательностью $t_n < t_{n+1} \langle \dots, t_n \rangle l \sqrt{L_1 C_1}$, результаты математического обеспечения (ПЗЗ) к численному моделированию $u(l, t)$ объединяют в подынтервалах ω -переменной кусочно-линейных аппроксимацией объединяют по формулам

$$p(\omega) \cos \omega t_n + q(\omega) \sin \omega t_n = r(\omega) \sin(\omega t_n + \theta), \theta = \text{arctg}[p(\omega)/q(\omega)].$$