

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники

Е. Б. Черникова, В. П. Костелецкий

## **ЦЕЛОСТНОСТЬ СИГНАЛА И ПИТАНИЯ**

Учебно-методическое пособие по практическим,  
лабораторным и самостоятельным занятиям

Томск

2025

**УДК 621.391.8**

**ББК 32.841.174:32.811.7**

**Ч 49**

**Черникова, Евгения Борисовна**

Ч49 Целостность сигнала и питания: Учебно-методическое пособие по практическим, лабораторным и самостоятельным занятиям / Е. Б. Черникова, В. П. Костелецкий. – Томск: Томск. гос. ун-т. систем упр. и радиоэлектроники, 2025. – 60 с.

Представлены методические материалы практикума, посвящённого формированию практических навыков расчета и анализа электромагнитных процессов, влияющих на целостность сигнала и питания в печатных платах с использованием специализированных САПР.

Пособие предназначено для студентов высших учебных заведений, обучающихся по техническим направлениям подготовки и специальностям.

Одобрено на заседании кафедры сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники, протокол №5 от 17.01.2025.

УДК 621.391.8

ББК 32.841.174:32.811.7

© Черникова Е.Б., 2025

© Томск. гос. ун-т. систем упр. и  
радиоэлектроники, 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	4
1. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ .....	5
1.1 Анализ конструкций печатных плат .....	5
1.2 Вычисление параметров линии передачи .....	8
1.3 Анализ неидеального поведения компонентов.....	12
1.4 Расчет параметров сигнала с помощью диаграммы координата-время.....	15
1.5 Деэмбеддинг с помощью $T$ -параметров .....	17
1.6 Расчет уровней перекрестных помех в межсоединениях печатных плат .....	20
1.7 Анализ глазковых диаграмм .....	24
1.8 Расчет цепей согласования дифференциальной линии передачи .....	28
1.9 Определение ошибок при трассировке печатной платы.....	29
2. ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ .....	33
2.1 Расчет погонных параметров полосковой и микрополосковой линий передачи .....	33
2.1.1 Краткие теоретические сведения .....	33
2.1.2 Порядок выполнения работы .....	38
2.1.3 Вопросы для контроля .....	39
2.2 Формирование амплитуд напряжения и рефлектометрия .....	40
2.2.1 Краткие теоретические сведения .....	40
2.2.2 Порядок выполнения работы .....	45
2.2.3 Вопросы для контроля .....	45
2.3 Исследование характеристик высокочастотных цепей с использованием S- параметров.....	46
2.3.1 Краткие теоретические сведения .....	46
2.3.2 Порядок выполнения работы .....	53
2.3.3 Вопросы для контроля .....	54
2.4 Исследование перекрёстных помех в линии передачи с использованием векторного анализатора цепей.....	54
2.4.1 Краткие теоретические сведения .....	54
2.4.2 Порядок выполнения работы .....	55
2.4.3 Вопросы для контроля .....	56
3. САМОСТОЯТЕЛЬНЫЕ ЗАНЯТИЯ.....	57
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	59

## **ВВЕДЕНИЕ**

Современные радиоэлектронные средства характеризуются высокой плотностью компонентов, увеличением частот переключения, снижением рабочих напряжений, а также усложнением многослойной структуры печатных плат, уменьшением размеров корпусов компонентов, широким применением импульсных источников питания, ростом токов коммутации, увеличением плотности трассировки, использованием дифференциальных линий передачи, переходом к более высоким скоростям передачи данных, применением чувствительных аналоговых цепей вблизи цифровых, а также использованием смешанных сигнальных плат. В этих условиях становится особенно важным обеспечение целостности сигнала (signal integrity) и целостности питания (power integrity). Нарушения в этих областях приводят к искажению формы сигнала, сбоям в работе устройств, повышенному уровню электромагнитных помех и, как следствие, к нестабильной или некорректной работе радиоэлектронных систем.

Обеспечение целостности сигналов и питания требует глубокого понимания электромагнитных процессов, происходящих в линиях передачи, соединениях, компонентах и печатных платах. Кроме того, необходимо владеть навыками анализа и моделирования с использованием специализированного программного обеспечения и измерительного оборудования. Данное учебно-методическое пособие разработано для обучающихся, осваивающих дисциплину, связанную с обеспечением целостности сигналов и питания, и направлено на формирование у них практических навыков, необходимых современному разработчику радиоэлектронных средств.

Пособие включает три раздела:

- Практические занятия, охватывающие ключевые аспекты проектирования радиоэлектронных средств с учетом целостности сигнала и питания.

- Лабораторные работы, направленные на закрепление теоретических знаний и освоение методов измерения и моделирования с использованием современных САПР и приборов.

- Самостоятельные занятия, формирующие навыки работы с технической литературой, нормативной документацией и программными средствами трассировки.

Пособие предназначено для студентов технических направлений, а также может быть полезно разработчикам радиоэлектронных средств.

## **1. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ**

В данном разделе представлены 9 практических занятий по дисциплине «Целостность сигнала и питания».

### **1.1 Анализ конструкций печатных плат**

Цель работы – изучить особенности конструкций печатных плат (ПП) и выполнить анализ влияния материала диэлектрической подложки ПП на характеристики сигнала.

Печатные платы (ПП) являются основой любой современной электронной аппаратуры. От их конструкции во многом зависят надёжность и стабильность устройства. ПП не только физически соединяет электронные компоненты, но и обеспечивает правильную передачу сигналов и питание микросхем. В условиях высокой плотности монтажа и возрастания рабочих частот становится особенно важно учитывать параметры ПП при проектировании. ПП – это изделие, состоящее из одного или двух проводящих рисунков, расположенных на поверхности основания, или из системы проводящих рисунков, расположенных в объёме и на поверхности основания, соединённых между собой в соответствии с электрической схемой печатного узла, предназначенное для электрического соединения и механического крепления устанавливаемых на ней изделий электронной техники, квантовой электроники и электротехнических изделий.

Главные конструктивные элементы ПП – диэлектрическое основание (например, FR-4, керамика для гибких и полиимид для жестких), на поверхности которого находятся проводники. Сверху на проводящие дорожки может наноситься защитное покрытие – паяльная маска. Её задача предотвращать окисление меди, защищать дорожки от коротких замыканий при пайке, а также обеспечивать визуальное разграничение токопроводящих участков. Поверх паяльной маски наносится шелкография обозначения, символы, номера компонентов и другая служебная информация, облегчающая монтаж и обслуживание платы.

ПП бывают различных конструкций (рисунок 1.1):

Односторонняя ПП – проводящий рисунок находится только с одной стороны диэлектрической подложки. Компоненты, как правило, размещаются на противоположной стороне. Такие платы дешевы в производстве и подходят для простых схем, где количество соединений невелико и плотность монтажа невысока.

Двусторонняя ПП – проводящие слои расположены с обеих сторон подложки. Для соединения этих слоёв между собой используются металлизированные отверстия – они обеспечивают электрический контакт между верхним и нижним слоями. Двусторонние платы

позволяют существенно усложнить схему и повысить плотность монтажа компонентов, поэтому они широко применяются в бытовой и промышленной электронике.

Многослойные ПП – состоят из трёх и более проводящих слоёв, чередующихся с диэлектрическими. Внутренние слои могут использоваться как сигнальные или как сплошные плоскости питания и заземления, что помогает экранировать чувствительные цепи и снижать уровень помех. Между слоями также прокладываются межслойные соединения – через отверстия (сквозные, глухие или скрытые). Многослойные платы особенно актуальны в высокочастотной и цифровой аппаратуре, где критичны параметры передачи сигнала и уровень наводок.

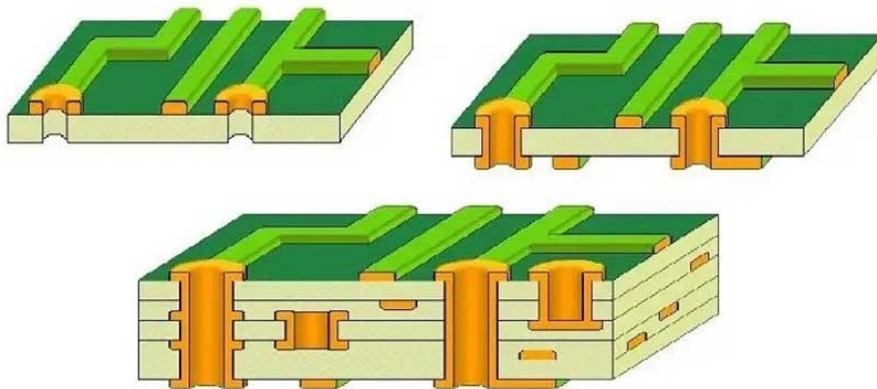


Рисунок 1.1 – Конструкции ПП

Диэлектрическая подложка – это ключевой элемент конструкции ПП, от которого зависят как её механические свойства, так и электрические характеристики. Диэлектрик формирует структуру линии передачи и влияет на скорость распространения сигнала, уровень потерь и импеданс трасс.

Основные причины, почему материал подложки так важен:

- Электрические свойства: Показатель диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_r$ ) и коэффициент потерь ( $D_f$ ) влияют на скорость сигнала, его искажения и затухание.

Параметр  $\epsilon_r$  характеризует способность материала поляризоваться под действием электрического поля и, как следствие, влияет на распределение и ёмкость электрического поля между проводниками. В линиях передачи  $\epsilon_r$  определяет: волновое сопротивление (характеристический импеданс), скорость распространения электромагнитной волны, электрическую длину трасс.

Тангенс угла диэлектрических потерь ( $\tan\delta$ ) отражает соотношение между активной и реактивной составляющими тока в диэлектрике и характеризует диссипативные потери в диэлектрическом материале при переменном электрическом поле и имеет размерность безразмерной величины.

Например, высокое значение  $\epsilon_r \rightarrow$  большая ёмкость между проводниками, меньшая скорость распространения, изменение импеданса. А высокое значение  $\tan \delta \rightarrow$  сильное затухание сигнала, особенно на высоких частотах, снижение амплитуды, ухудшение формы сигнала. Оба параметра критичны для высокочастотных и высокоскоростных печатных плат, так как напрямую влияют на целостность сигнала и качество питания.

– Тепловая стабильность: Подложка должна сохранять свои свойства при нагреве – это важно при пайке и в условиях длительной эксплуатации.

– Механическая прочность и устойчивость к влаге: плата не должна коробиться, расслаиваться или впитывать влагу, так как это ухудшает изоляцию и надёжность.

Основные виды материалов диэлектрической подложки:

1. FR-4 (Flame Retardant 4) – наиболее распространённый и универсальный материал на основе эпоксидной смолы и стеклоткани:

–  $\epsilon_r \approx 4,2-4,8$ .

– Подходит для большинства цифровых и аналоговых схем на частотах до 1–3 – ГГц.

– Недорогой, но имеет ограниченные радиочастотные характеристики.

2. CEM (Composite Epoxy Material) – более дешёвая альтернатива FR-4, используется в простых устройствах. Хуже по механике и стабильности параметров, чем FR-4.

3. Политетрафторэтилен (PTFE, например, Teflon) – используется в ВЧ и СВЧ технике, где критичны потери и точный контроль  $\epsilon_r$ :

–  $\epsilon_r \approx 2,1-2,6$ .

– Низкие потери, высокая стабильность.

– Требуется специальных технологий производства, дороже FR-4.

4. Rogers, Nelco, Taconic и другие радиочастотные материалы – специализированные подложки для высокочастотных и скоростных приложений (5–40 ГГц и выше) :

– Отличаются предсказуемыми и стабильными параметрами.

– Используются в телекоммуникациях, радарх, СВЧ-антеннах и пр.

5. Керамические и гибридные материалы – применяются в аэрокосмической и высокотемпературной электронике:

– Очень высокая термостойкость, стабильные электрические параметры.

– Высокая стоимость.

Выбор диэлектрика – важнейший этап при проектировании ПП, особенно для ВЧ-систем и интерфейсов высокой плотности. От него напрямую зависит уровень отражений и затуханий, точность временных характеристик, шумовая устойчивость питания, надёжность высокочастотной и скоростной передачи данных.

В таблице 1.1 представлены характеристики материалов диэлектрических подложек. Необходимо в ПО TUSUR.EMC выполнить анализ влияния материала на импеданс микрополосковой линии передачи с шириной проводника  $w=600$  мкм и погонную задержку сигнала, распространяющегося по этой линии. Построить зависимости изменений параметров от толщины диэлектрика.

Таблица 1.1 – Диэлектрические материалы

$t$ , мкм	Материал	$\epsilon_r$	$\tan\delta$	Доступные толщины диэлектрика ( $h$ ), мм
35	RT/Duroid 5870	2,3	0,0012	0,127, 0,254, 0,381, 0,508, 0,635, 1,57, 3,175
	FR4 (Tg135)	4,6	0,03	0,2, 0,3, 0,51, 0,71, 0,73, 0,93, 1,13, 1,43, 1,93, 2,93
	WL-CT615	6,15	0,004	0,61, 0,71, 1,52
	TP720	7,2	0,002	1, 2
	FSD1020T	10,2	0,0028	0,254, 0,508, 0,635, 1, 1,27
	TP1600	16	0,002	1, 2, 3, 4
	TLX2200H	22	0,002	1,52
	TP2500	25	0,002	2, 3

## 1.2 Вычисление параметров линии передачи

Цель работы – вычислить первичные и вторичные параметры линий передачи.

Линия передачи – система, ограничивающая область распространения электромагнитных волн и обеспечивающая направленное перемещение электромагнитной энергии в заданном направлении. Анализ их характеристик важен для обеспечения целостности сигнала и питания, так как он позволяет выявлять и устранять искажения и помехи, обеспечивая стабильную и качественную передачу энергии и информации по всей системе. Она рассматривается как цепь, состоящая из бесконечно большого числа элементарных участков с бесконечно малыми электрическими параметрами (рисунок 1.2).

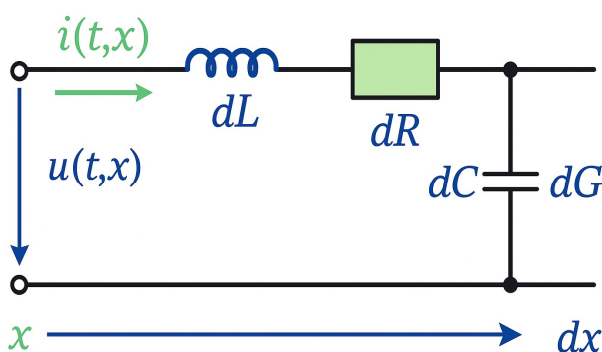


Рисунок 1.2 – Эквивалентная схема элементарного участка линии длиной  $\Delta x$ , находящийся на расстоянии  $x$  от начала линии

Линия передачи характеризуется погонными параметрами: индуктивностью  $L$ , емкостью  $C$ , сопротивлением  $R$  и проводимостью  $G$ . Токи и напряжения в такой линии описывается системой телеграфных уравнений.



$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L \frac{\partial i}{\partial t} + R \cdot i, \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial u}{\partial t} + G \cdot u \quad (1.1)$$

Погонные параметры являются важными компонентами для определения напряжений и токов в линии передачи и токов на основе решения уравнений линии передачи. Вся информация о размерах поперечного сечения конкретной исследуемой линии содержится в этих параметрах и нигде больше, поэтому они называются первичными. Следовательно, без их определения для рассматриваемой линии передачи решение уравнений линии передачи не может быть завершено, так как параметры на единицу длины в них неизвестны.

При фундаментальном предположении о структуре поперечного электромагнитного поля (*TEM*), параметры индуктивности, емкости, и проводимости определяются как статическое (постоянное) решение уравнения Лапласа, например,  $\nabla^2 \phi(x,y)=0$ , в двумерной плоскости поперечного сечения ( $x, y$ ) линии. Поэтому индуктивность (внешняя), емкость и проводимость на единицу длины определяются внешними по отношению к проводникам линии полями и определяются как решения статического поля в поперечной плоскости для идеальных проводников, имеющих проводимость  $\sigma = \infty$ .

Сопротивления на единицу длины и внутренние индуктивности вычисляются из токов и магнитных полей внутри проводников. Для рассмотрения используются только однородные линии, где поперечные сечения проводников и поперечные сечения неоднородной окружающей среды постоянны вдоль линии. Следовательно, эти параметры на единицу длины не зависят от переменной оси линии  $z$ . Важно определить опорный проводник, как показано на рисунке 1.3. После этого, токи в проводниках будут равны и противоположно направлены в любом сечении, и ток в проводнике идет вниз по этому проводнику в положительном направлении  $z$  и «возвращается» по опорному проводнику в направлении  $-z$ .

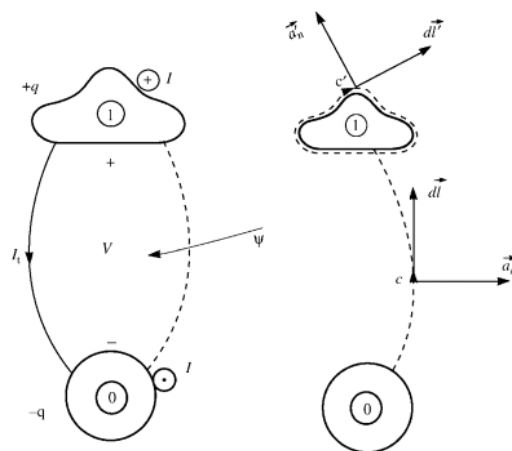


Рисунок 1.3 – Определение заряда, напряжения, магнитного потока

Погонная индуктивность – это отношение магнитного потока, проникающего через поверхность поперечного сечения между двумя проводниками на единицу длины линии  $\psi$  и тока вдоль проводников  $I$ , который его создал:

$$L = \frac{\Psi}{I}. \quad (1.2)$$

При определении этой индуктивности обычно пускается ток по проводникам, проходя по одному из них и возвращаясь по опорному проводнику, и определяется результирующая величина магнитного потока. Следовательно, направление желаемого магнитного потока через поверхность между проводниками направлено по часовой стрелке, если смотреть в направлении  $+z$ . Погонная индуктивность измеряется в генри на метр (Гн/м).

Погонная емкость – это отношение заряда на единицу длины линии  $q$  и напряжения между двумя проводниками  $V$ , которое его индуцировало:

$$C = \frac{q}{V}. \quad (1.3)$$

При определении этой емкости обычно помещается положительный заряд на единицу длины на проводник положительного напряжения и равный, но противоположный заряд на опорный проводник и определяется результирующее напряжение, индуцированное между двумя проводниками. Погонная ёмкость измеряется в фарадах на метр (Ф/м).

Погонная проводимость – это отношение тока проводимости на единицу длины проводника, протекающего в поперечной плоскости  $x - y$  от положительного проводника к опорному проводнику через диэлектрик с потерями, окружающий проводники, и напряжения между двумя проводниками:

$$G = \frac{I_{np}}{V}. \quad (1.4)$$

Погонная проводимость отражает электрические потери в диэлектрике, разделяющем проводники линии передачи и выражается в сименсах на метр (См/м). Потери в диэлектрике, вызывающие появление проводимости, обусловлены несколькими факторами: диэлектрическими потерями в материале, связанными с его внутренними поляризационными процессами и выражаемыми через тангенс угла потерь ( $\tan\delta$ ), поглощением энергии из-за дипольной релаксации и других молекулярных механизмов при переменном электрическом поле, утечками тока по поверхностям изоляции, особенно в условиях высокой влажности или загрязнения.

Погонное сопротивление – это отношение падения напряжения на единицу длины линии к току, протекающему по проводнику. Оно отражает активные потери в проводящей

среде и выражается в омах на метр (Ом/м). Основными причинами этих потерь являются: омическое сопротивление материала проводников, скин-эффект, при котором ток вытесняется к поверхности проводника на высоких частотах, увеличивая эффективное сопротивление, эффект близости, при котором токи в соседних проводниках изменяют распределение тока и усиливают потери, потери в опорном (заземлённом) проводнике, особенно если он выполнен из материала с конечной проводимостью.

На основе первичных параметров линии передачи можно вычислить вторичные параметры, которые описывают поведение сигнала при распространении вдоль линии.

Постоянная распространения  $\gamma$  – характеризует процесс распространения электромагнитных волн в линии передачи и представляет собой комплексную величину, включающую коэффициент затухания  $\alpha$  (реальная часть, описывает снижение амплитуды сигнала на единицу длины линии) и коэффициент фазы  $\beta$  (мнимая часть, описывает скорость перемещения энергии в линии передачи). В линиях без потерь коэффициент затухания отсутствует, а коэффициент фазы прямо пропорционален частоте.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (1.5)$$

Волновое сопротивление  $Z_0$  – это сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при ее распространении вдоль однородной линии передачи без отражения. Оно свойственно данному типу линии и зависит от первичных параметров и частоты передаваемого тока. Значение волнового сопротивления для линий передачи на печатных платах может быть реализовано в диапазоне 40...120 Ом, но общепринято выполнять линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом [1].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (1.6)$$

Скорость распространения  $v$  – это скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии. В реальных линиях с потерями скорость немного меньше из-за влияния  $R$  и  $G$ .

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta}. \quad (1.7)$$

Задержка распространения  $\tau$  – показывает, сколько времени требуется сигналу, чтобы пройти 1 метр по линии. Является обратной величиной скорости распространения. В линии без потерь:

$$\tau = \sqrt{LC}. \quad (1.8)$$

1. Даны первичные параметры линии:  $R=6$  Ом/км,  $L=8 \cdot 10^{-3}$  Гн/км,  $G=0,8 \cdot 10^{-5}$  См/км,  $C=0,6 \cdot 10^{-8}$  Ф/км. Определите волновое сопротивление  $Z_0$ , если  $\omega=1000$  рад/с.

2. Даны первичные параметры линии:  $R=3 \text{ Ом/км}$ ,  $L=2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/км}$ ,  $G=0,4 \cdot 10^{-5} \text{ См/км}$ ,  $C=0,15 \cdot 10^{-8} \text{ Ф/км}$ . Определите коэффициент распространения  $\gamma$ , если  $\omega=2000 \text{ рад/с}$ .

3. Даны первичные параметры линии:  $R=1 \text{ Ом/км}$ ,  $L=2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/км}$ ,  $G=0,1 \cdot 10^{-5} \text{ См/км}$ ,  $C=0,2 \cdot 10^{-8} \text{ Ф/км}$ . Определите коэффициент затухания  $\alpha$ , если  $\omega=500 \text{ рад/с}$ .

4. Даны первичные параметры линии:  $R=2 \text{ Ом/км}$ ,  $L=4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/км}$ ,  $G=0,2 \cdot 10^{-5} \text{ См/км}$ ,  $C=0,4 \cdot 10^{-8} \text{ Ф/км}$ . Определите коэффициент фазы  $\beta$ , если  $\omega=1000 \text{ рад/с}$ .

5. Определить погонные параметры несимметричной полосковой линии передачи, заполненной диэлектриком, если известно, что длина волны в линии 7 см, а волновое сопротивление 50 Ом. Рабочая частота 3 ГГц.

6. Определить волновое сопротивление несимметричной полосковой линии передачи с твердым диэлектриком, если известно, что длина волны в линии 10 см, а погонная емкость 100 пФ/м. Рабочая частота 2 ГГц.

7. Волновое сопротивление коаксиальной линии передачи на волне типа Т равно 60 Ом. Диэлектрик – воздух. Определить погонные индуктивность и емкость, а также скорость распространения волны в линии.

### 1.3 Анализ неидеального поведения компонентов

Цель работы – выполнить расчет фильтров с учетом паразитных параметров компонентов.

При проектировании схем необходимо учитывать неидеальное поведение компонентов. Например, когда микросхемы переключаются, возникают быстрые скачки тока, вызывающие помехи в цепи питания. Для их подавления используют развязывающие конденсаторы, которые фильтруют высокочастотные шумы. Однако эффективность конденсатора зависит не только от номинала, но и от частоты: на высоких частотах он может вести себя как индуктивность и даже усиливать помехи. Кроме того, длина выводов также влияет на рабочую частоту. Поэтому при проектировании быстродействующих устройств важно учитывать, что в реальности поведение компонентов зависит от частоты сигнала, температуры, напряжения или тока. Учет этих эффектов особенно важен в быстродействующих цифровых устройствах, где частоты сигналов достигают сотен мегагерц или даже гигагерц.

Паразитные параметры электронных компонентов – нежелательные свойства, которые возникают у реальных электронных компонентов из-за их физической природы и конструкции.

Основные виды паразитных параметров:

– Паразитная индуктивность: возникает из-за проводников и длинных выводов.

Пример: у конденсатора с длинными ножками на высоких частотах появляется индуктивное поведение.

– Паразитная ёмкость: образуется между близко расположенными частями компонента, например — между витками катушки.

– Паразитное сопротивление: приводит к потерям энергии и нагреву. Пример: эквивалентное последовательное сопротивление у конденсаторов.

Влияние внешних факторов:

– Температура.

– Ток.

– Напряжение.

– Электромагнитные помехи.

Частотная зависимость: компоненты по-разному ведут себя на разных частотах — например, конденсатор может стать индуктивностью при слишком высокой частоте.

Поведение полного сопротивления реальных компонентов может быть приближенно промоделировано с помощью эквивалентной модели. Эквивалентная модель — это приближённое представление реального электронного компонента с помощью набора идеальных элементов (резисторов, конденсаторов, индуктивностей), отражающих его полное сопротивление. Такая модель позволяет учитывать паразитные эффекты и приближённо описывать поведение устройства в реальных условиях, особенно на высоких частотах. Эквивалентные модели резистора, конденсатора и индуктивности представлены на рисунках 1.4–1.6 [2].

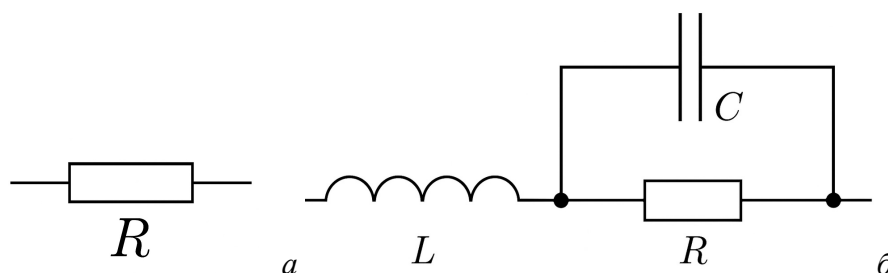


Рисунок 1.4 – Модель резистора: идеальная (а) и реальная (б)

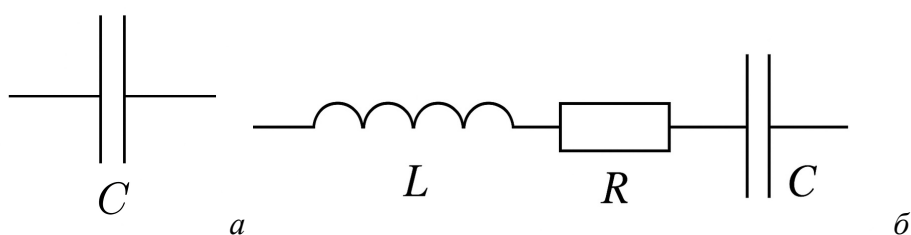


Рисунок 1.5 – Модель конденсатора: идеальная (а) и реальная (б)

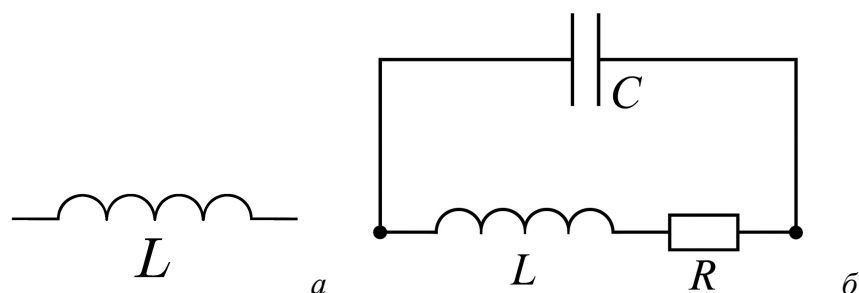


Рисунок 1.6 – Модель индуктивности: идеальная (а) и реальная (б)

В таблице 1.2 приведены схемы фильтров нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ) и полосовой (ПФ)

Таблица 1.2 – Схемы фильтров

ФНЧ	ФВЧ	ПФ

Необходимо в ПО ADS (или любом другом ПО для SPICE-моделирования) построить схемы, показанные в таблице 1.2, и получить частотные зависимости коэффициента передачи и отражения. В соответствии с теорией неидеального поведения компонентов построить эквивалентные схемы фильтров (из таблицы 1.2) с учетом паразитных параметров и получить частотные зависимости коэффициента передачи и отражения этих схем. Объяснить причины изменения характеристик.

## 1.4 Расчет параметров сигнала с помощью диаграммы координата-время

Цель работы – необходимо построить формы напряжения в узлах линии передачи, используя диаграмму координата-время.

Повышение быстродействия элементов приводит к увеличению относительного числа длинных линий связи в конструкциях радиоэлектронной аппаратуры. Искажения сигнала в этих линиях (помехи отражения) вызваны отражением сигналов от несогласованных нагрузок и неоднородностей, распределенных по длине линии [3]. Эти помехи могут приводить к снижению быстродействия системы и нарушению ее функционирования. При согласовании линий уровень помех отражения сводится к минимуму.

Обобщенное представление длинной линии показано на рисунке 1.7. На вход линии подключен генератор напряжения  $U_r(t)$  с внутренним сопротивлением  $Z_r$ , а на выходе линии – нагрузка  $Z_n$ . На вход поступает напряжение  $U_{вх}(t)$ . Напряжение в начале линии в точке  $s$  обозначается  $U_s(t)$ , а в конце линии в точке  $r$  соответственно  $U_r(t)$ , причем  $U_r(t) = U_{вх}(t)$ .

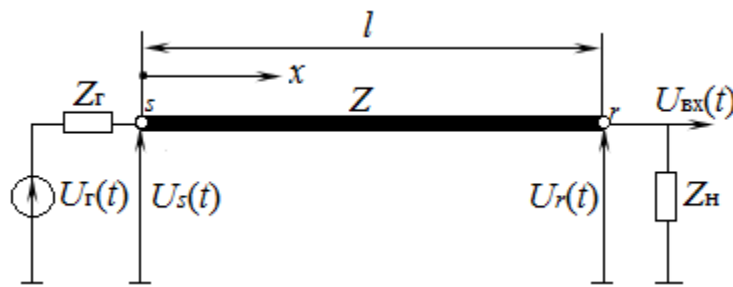


Рисунок 1.7 – Обобщённое представление длинной линии с линейными нагрузками

Электрические процессы в длинной линии описываются дифференциальными уравнениями в частных производных гиперболического типа – телеграфными уравнениями, которые для одиночной линии без потерь имеют вид ( $x$  – координата вдоль линии).

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t}, \quad \frac{\partial i}{\partial x} = -C \frac{\partial U}{\partial t} \quad (1.9)$$

В общем случае в длинной линии существуют падающие  $U_n$  и отраженные  $U_o$  волны напряжения. В любой точке линии напряжение в любой момент  $t$  является суммой всех падающих и отраженных волн, существующих в данный момент в линии:

$$U(x, t) = \sum_i U_{ni} + \sum_j U_{oj}. \quad (1.10)$$

Отношение напряжения к току в линии равно волновому сопротивлению:

$$U_n / I_n = U_o / I_o = Z. \quad (1.11)$$

Отношение напряжения отраженной волны к напряжению падающей волны в конце линии определяет коэффициент отражения по напряжению, или просто коэффициент отражения

$$\Gamma_r = U_o / U_{\pi} = (Z_{\pi} - Z) / (Z_{\pi} + Z); x=l. \quad (1.12)$$

В зависимости от значения  $\Gamma_r$  различают режим согласованного при  $Z_{\pi}=Z$  и  $\Gamma_r=0$  и несогласованного включений линии при  $Z_{\pi} \neq Z$  и  $\Gamma_r \neq 0$ ;  $-1 \leq \Gamma_r \leq 1$ .

В режиме согласованного включения падающая волна, распространяясь от генератора к нагрузке со скоростью  $v_{\phi}$ , полностью поглощается в ней, и отраженная волна отсутствует. При этом форма сигнала на входе и выходе линий не искажается.

$$U_o = \Gamma_r U_{\pi} = 0. \quad (1.13)$$

В режиме несогласованного включения падающая волна, достигнув нагрузки, отражается от нее полностью или частично, и амплитуда отраженной волны определяется выражением:

$$U_o = \Gamma_r U_{\pi}. \quad (1.14)$$

В режиме холостого хода ( $Z_{\pi}=\infty$ ,  $\Gamma_r=+1$ ) отраженная волна имеет ту же фазу, что и падающая:  $U_o=+U_{\pi}$ . В режиме короткого замыкания ( $Z_{\pi}=0$ ,  $\Gamma_r=-1$ ) отраженная волна имеет по отношению к падающей противоположную фазу:  $U_o=-U_{\pi}$ .

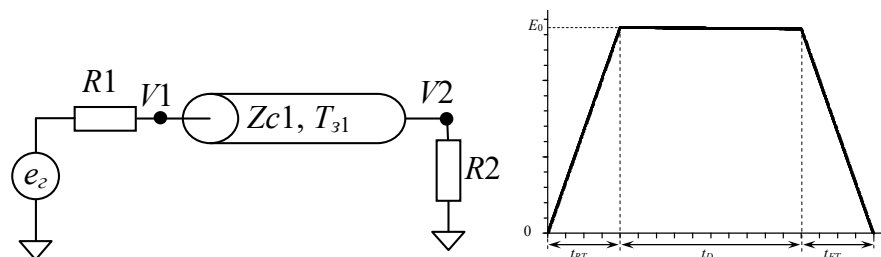
Отраженная от нагрузки волна распространяется в линии по направлению к генератору. Если выходное сопротивление генератора не равно волновому сопротивлению линии, то возникает вторая падающая волна с амплитудой.

$$U_{\pi 2} = \Gamma_s U_o = \Gamma_r \Gamma_s U_{\pi}, \quad (1.15)$$

где  $\Gamma_s$  – коэффициент отражения со стороны генератора:

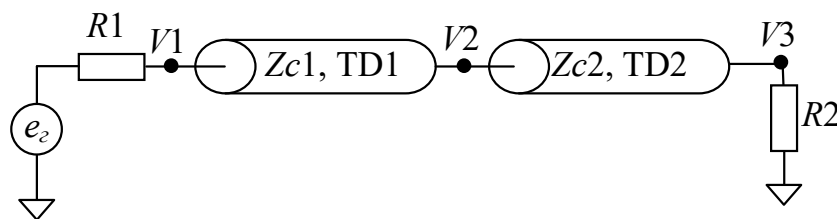
$$\Gamma_s = (Z_r - Z) / (Z_r + Z). \quad (1.16)$$

1. Построить сигналы в узлах:  $V1$ ,  $V2$ . Параметры импульсного сигнала  $e_2$ : амплитуда  $E_0=2$  В, длительность вершины  $t_D=4$  нс, время фронта и спада  $t_{RT}=t_{FT}=2$  нс. Параметры схемы:  $R1=50$  Ом,  $R2=xx$ ,  $Z_{c1}=50$  Ом,  $T_{31}=2$  нс.

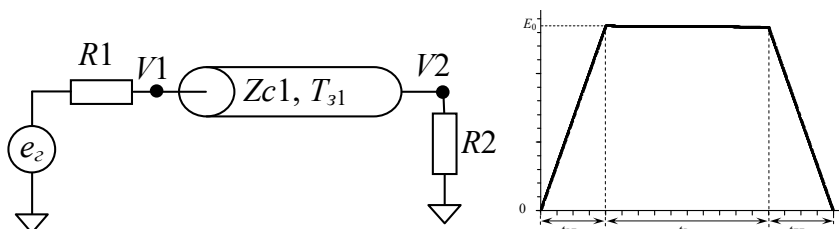




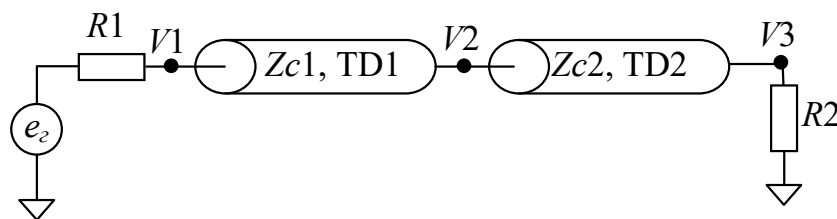
2. Построить сигналы в узлах:  $V1$ ,  $V2$ ,  $V3$ . Параметры импульсного сигнала  $e_z$ : амплитуда  $E_0=2$  В, длительность вершины  $t_D=2$  нс, время фронта и спада  $t_{RT}=t_{FT}=1$  нс. Параметры схемы:  $R1=50$  Ом,  $R2=xx$ ,  $Z_{c1}=50$  Ом,  $TD1=2$  нс,  $Z_{c2}=50$  Ом,  $TD2=2$  нс.



3. Построить сигналы в узлах:  $V1$ ,  $V2$ . Параметры импульсного сигнала  $e_g$ : амплитуда  $E_0=2$  В, длительность вершины  $t_D=4$  нс, время фронта и спада  $t_{RT}=t_{FT}=2$  нс. Параметры схемы:  $R1=50$  Ом,  $R2=xx$ ,  $Z_{c1}=50$  Ом,  $T_{z1}=2$  нс.



4. Построить сигналы в узлах:  $V1$ ,  $V2$ ,  $V3$ . Параметры импульсного сигнала  $e_z$ : амплитуда  $E_0=2$  В, длительность вершины  $t_D=2$  нс, время фронта и спада  $t_{RT}=t_{FT}=1$  нс. Параметры схемы:  $R1=50$  Ом,  $R2=xx$ ,  $Z_{c1}=100$  Ом,  $TD1=2$  нс,  $Z_{c2}=50$  Ом,  $TD2=2$  нс.



### 1.5 Деэмбеддинг с помощью $T$ -параметров

Цель работы – выполнить устранить влияние нерегулярных частей линии передачи оснастки с помощью  $T$ -параметров.

Анализ целостности сигнала и питания в высокочастотных электронных системах требует точного описания поведения линий передачи и компонентов при распространении электромагнитных волн. В этом контексте широко применяется математический аппарат теории матриц, в частности – волновые параметры. В отличие от теории более низкочастотных цепей, где используются матрицы полных сопротивлений [ $Z$ -параметры], полных проводимостей [ $Y$ -параметры] и матрица передачи типа [ $A$ -параметры], в диапазоне СВЧ, где отражения, переходные процессы и перекрёстные помехи существенно влияют на качество сигнала и стабильность питания, целесообразно использовать так называемые

волновые матрицы рассеяния т.е.  $[S]$ -параметры] и матрицы передачи они же  $[T]$ -параметры]. Они позволяют описывать взаимосвязи между падающими и отражёнными сигналами, оценивать уровень согласования, а также количественно анализировать искажения сигналов, что критически важно при моделировании целостности сигналов и электропитания в печатных платах.  $T$ -параметры – это способ описания характеристик электрических цепей, который особенно полезен при анализе последовательного соединения устройств. Поскольку позволяет выполнять математические операции между  $S$ -параметрами, не нарушая их физический смысл.

На практике  $T$ -параметры обычно используют, когда необходимо реализовать последовательное соединение нескольких устройств имея набор  $S$ -параметров только одного или когда у вас есть измеренные  $S$ -параметры отдельных каскадов и необходимо определить их характеристики при соединении в единое устройство (рисунок 1.8). А также для исключения влияния параметров измерительной оснастки или нежелательного оборудования (рисунок 1.9). Такой процесс называется деэмбединг, и чаще всего требуется, когда влияние оснастки сопоставимо с влиянием, оказываемым исследуемым устройством (ИУ). Например, когда измеряются параметры СВЧ-устройства, к нему подключают разъемы, кабели, адаптеры, оснастку в виде печатных плат. Все эти элементы добавляют свои потери, задержки, отражения и импедансы, что может исказить результаты измерений. Деэмбединг позволяет вычленить из всего этого характеристики самого ИУ, исключив вклад всех остальных составляющих измерения.

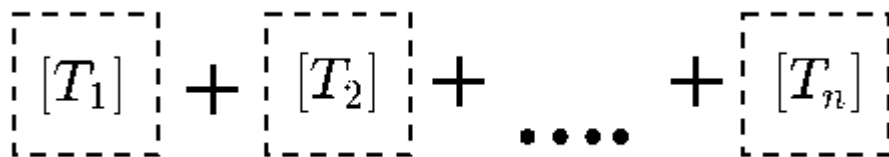


Рисунок 1.8 – Схема последовательного соединения устройств

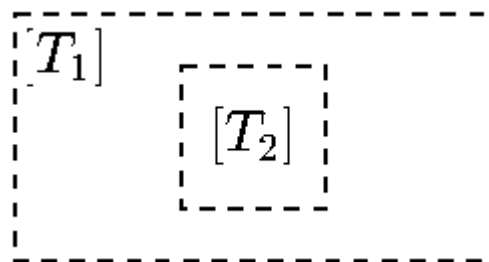


Рисунок 1.9 – Исключение параметров оснастки или деэмбединг (de-embedding)

Для реализации последовательного соединения устройств матрица передачи устройства, представляющего собой каскадное соединение  $n$ -ного количества четырехполюсников, определяется произведением матриц передачи каждого четырехполюсника.

$$[T] = [T_1] \cdot [T_2] \cdot \dots \cdot [T_n] \quad (1.17)$$

где  $[T]$  – результирующая матрица передачи,

$[T_1], [T_2], [T_n]$  – матрицы передачи отдельных каскадов (или элементов цепи).

Для деэмбединга исключаяющего влияния паразитных эффектов, связанных с измерительной оснасткой или другими внешними элементами измерительных стендов предлагается следующее. Поскольку в теории матриц нельзя просто так взять и разделить одну матрицу на другую, необходимо выполнить произведение матриц передачи, но матрицу передачи оснастки сделать обратной, таким образом достигнув требуемого результата.

$$[T] = [T_1] \cdot [T_2]^{-1}, \quad (1.18)$$

где  $[T_2]^{-1}$  – обратная матрица  $[T_2]$ .

Матрица передачи  $[T]$  для четырехполюсника имеет вид:

$$[T] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Для перехода от  $S$ -параметров в  $T$ -параметры:

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & -\frac{S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} \end{bmatrix}. \quad (1.20)$$

Перед выполнением вычислений необходимо  $S$ -параметры перевести из дБ в разы, а после проведения вычислений вернуть в дБ. Формула для перевода из дБ в разы:

$$\text{раз} = 10^{0,05 \cdot \text{дБ}}. \quad (1.21)$$

Матрица рассеяния  $[S]$  имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.22)$$

Матрица рассеяния  $[S]$  может быть выражены через элементы матрицы передачи  $[T]$ :

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{t_{21}}{t_{11}} & t_{22} - \frac{t_{12}t_{21}}{t_{11}} \\ \frac{1}{t_{11}} & -\frac{t_{12}}{t_{11}} \end{bmatrix}. \quad (1.23)$$

После чего необходимо выполнить произведение матриц с целью каскадирования или дезэмбединга а после обязательно перевести в дБ. Формула для перевода из разов в дБ:

$$\text{дБ} = 20 \cdot \log_{10}(\text{раз}) \quad (1.24)$$

Для устранения влияния нерегулярных частей линии передачи оснастки с помощью  $T$ -параметров необходимо взять измеренные  $S$ -параметры двухпроводной линии передачи (рисунок 1.10) и оснастки (рисунок 1.11). Файлы «Transmission line\_200mm(50-50)(20GHz).s2p» и «Fixture(50-50)(20GHz).s2p», соответственно.

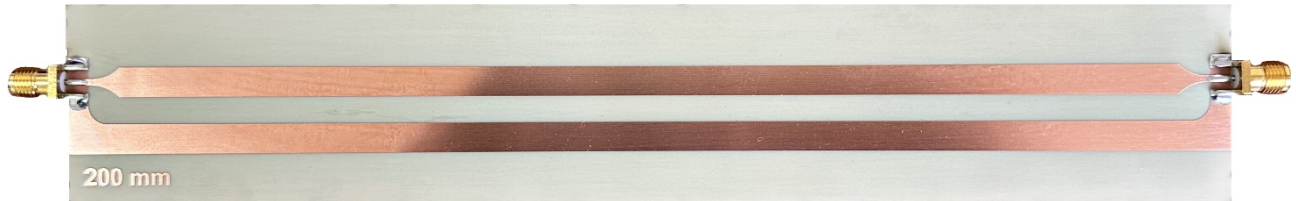


Рисунок 1.10 – Линия передачи

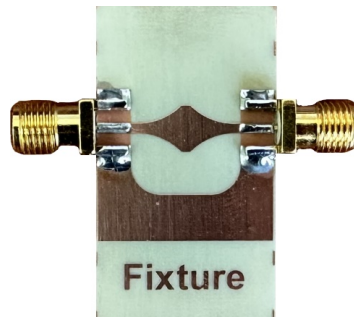


Рисунок 1.11 – Оснастка

Далее в MS Excel или Mathcad/MATLAB выполнить каскадирование устройств и дезэмбединг оснастки. Построить полученные характеристики на графиках.

### 1.6 Расчет уровней перекрестных помех в межсоединениях печатных плат

Цель работы – выполнить анализ влияния изменения параметров на уровни ближней и дальней перекрестных помех в ПО TUSUR.EMC.

Перекры́стные помехи – это нежелательная передача электромагнитной энергии из одной линии передачи (активной) в соседнюю (пассивную) [4]. Параллельные друг другу линии передачи могут порождать перекры́стные помехи из-за взаимной ёмкости и индуктивности, которые передают энергию сигнала из одной линии на другую (рисунок 1.12).

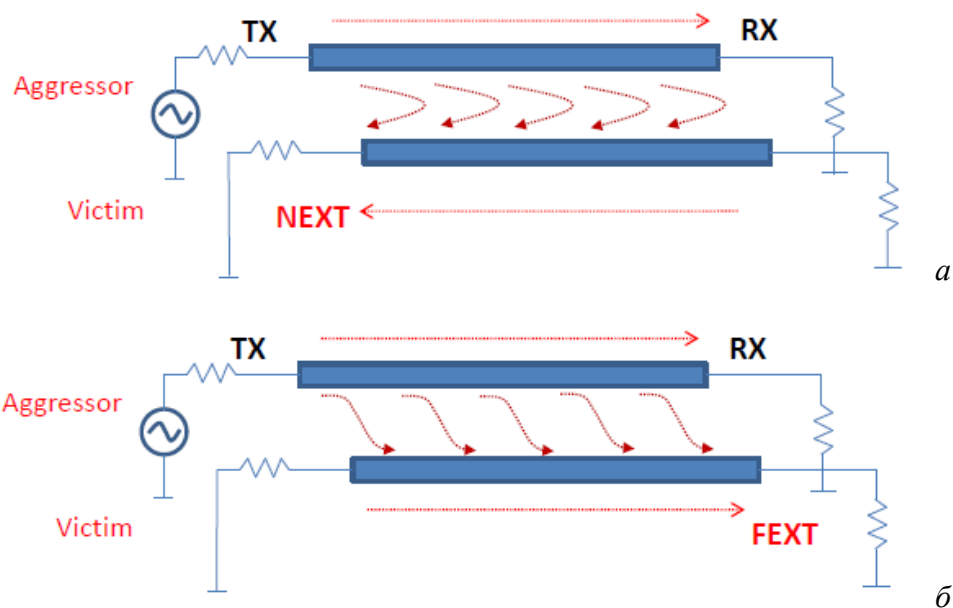


Рисунок 1.12 – Ближняя (NEXT) и дальняя (FEXT) перекрестные помехи

Емкостная связь порождает ток, протекающий в обоих направлениях, тогда как индуктивная связь порождает ток, протекающий только в обратном направлении. В сумме эти два тока усиливают ток, протекающий в обратном направлении. Обратный ток возвращается в передатчик и называется перекрёстной помехой на ближнем конце (NEXT). Остаточный прямой ток поступает в приёмник и называется перекрёстной помехой на дальнем конце (FEXT) [5].

Перекрёстные помехи оказывают прямое воздействие на ключевые электрические параметры линий передачи: характеристический импеданс, задержку распространения, эквивалентную индуктивность и ёмкость. Эти изменения существенно ухудшают целостность сигнала. Нарушение синхронизации приводит к сбоям в работе цифровых систем, где точность временных меток имеет первостепенное значение. Перекрёстные помехи являются источником шума, который искажает сигналы, снижая их чёткость и надёжность. Всплески напряжения, такие как пересечения логических уровней или их недостижение могут нарушать работу логики устройств. Наконец, перекрёстные помехи усиливают электромагнитные излучения, создавая проблемы с электромагнитной совместимостью

Уровень перекрестных наводок в зависимости от конструкции устройства, определяющей взаимное расположение линий связи, их конфигурацию, экранирование и т. п., может быть значительным и превышать допустимый. При этом возможны сбои в работе аппаратуры, ложные срабатывания и другие проявления нарушения работоспособности. Оценка уровня индуцированных помех является одной из важнейших задач, решаемых при

конструировании аппаратуры с учетом внутриаппаратурной ЭМС. При решении этой задачи имеет место следующие основные этапы: определение допустимого уровня помех для применяемой элементной базы; расчет взаимных электрических параметров линий связи ( $KC$  и  $KL$ ); расчет уровня индуцированных помех и сопоставление его с допустимым; анализ результатов расчетов и корректировка конструкции при необходимости снизить уровень помех.

В паре связанных линий без потерь уровень перекрёстной помехи на ближнем конце пассивной линии ( $V_6$ ) прямо пропорционален сумме коэффициентов ёмкостной и индуктивной связи, а на дальнем конце ( $V_d$ ) – прямо пропорционален их разности [6]. Таким образом, известные коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи ( $KC$  и  $KL$ ) позволяют приближённую оценку перекрёстных помех в паре связанных линий и могут использоваться для сравнения линий с различными параметрами. Ёмкостный и индуктивный коэффициенты вычислены по формулам:

$$KC = \frac{-C_{21}}{\sqrt{C_{11} \cdot C_{22}}}, \quad KL = \frac{L_{21}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}}, \quad (1.25)$$

где  $C_{ij}$  и  $L_{ij}$ ,  $i, j=1, 2$  – элементы матрицы электростатической и электромагнитной индукций.

Перекрестные помехи на ближнем и дальнем конце пассивной линии вычислены по формулам:

$$V_6 = \frac{KC + KL}{4} \cdot \frac{E}{2}, \quad (1.26)$$

$$V_d = \frac{KC - KL}{2} \cdot \frac{t_{лз}}{t_\phi} \cdot \frac{E}{2}, \quad (1.27)$$

где  $t_{лз} = l \cdot \tau_1 = l \cdot \sqrt{L_{11} C_{11}}$ .

Длительность помехи в пассивной линии на ближнем конце равна двойной задержке, а на дальнем конце - равна длительности фронта (рисунок 1.13) Ближняя перекрестная помеха начинается с нуля, быстро возрастает (следуя за фронтом сигнала), затем остаётся постоянной, пока сигнал полностью не прошёл через связанный участок. Дальняя перекрестная помеха появляется только тогда, когда сигнал с активной линии достигает конца. Помеха представляет собой импульс, ширина которого равна времени нарастания сигнала, а его амплитуда зависит от длины линии и скорости изменения сигнала.

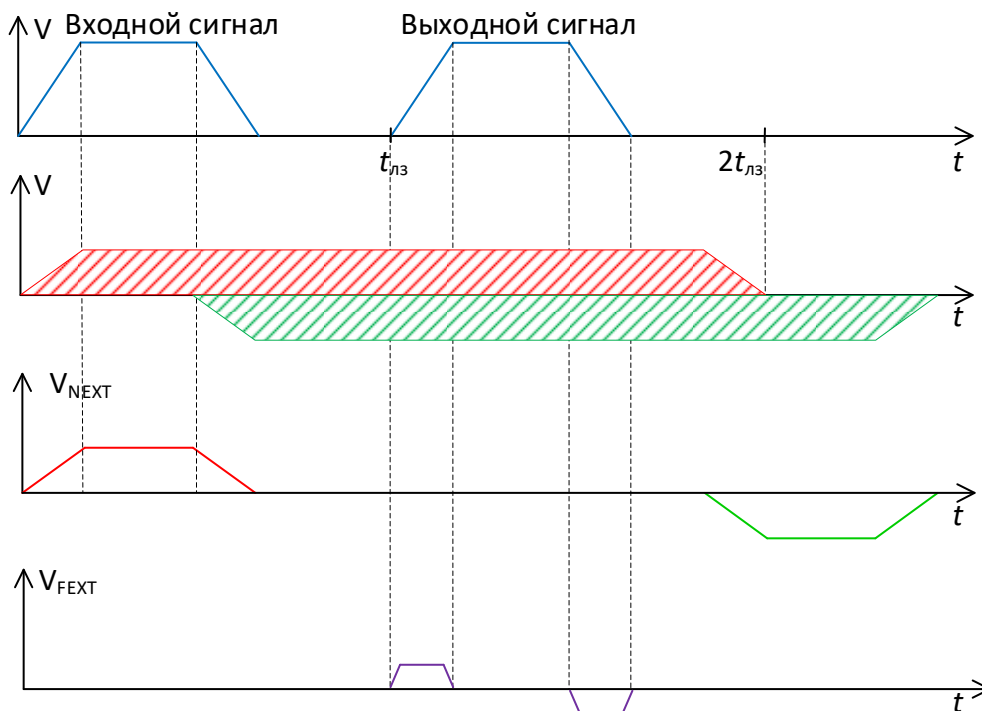


Рисунок 1.13 – Формирование перекрестных помех

Для анализа влияния изменения параметров на уровни ближней и дальней перекрестных помех необходимо в ПО TUSUR.EMC:

1. Выполнить построение поперечного сечения связанной линии передачи. Задать параметры линии: расстояние между проводниками  $s=300$  мкм, ширина проводников  $w=920$  мкм, толщина проводников  $t=18$  мкм, толщина диэлектрика  $h=500$  мкм. Длина линии  $l=0,1$  м.
2. Используя команды системы TUSUR.EMC записать формулы (1.25–1.27) для расчета  $KC$ ,  $KL$ ,  $V_6$  и  $V_d$ .
3. Реализовать вычисление временного отклика в узле  $V_3$  и  $V_5$  (ближней и дальней перекрёстных помех, соответственно) в связанной линии передачи.

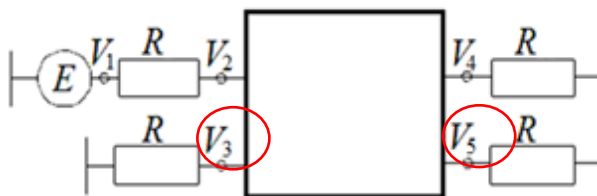


Рисунок 1.14 – Схема соединения связанной линии передач

4. Задать параметры импульсного сигнала: постоянная составляющая  $V_{in}=0$  В, максимальное значение напряжения  $V_{pv}=1$  В, время задержки  $t_{TD}=0$  нс, длительность переднего фронта  $t_{RT}=1,5$  нс, длительность заднего фронта  $t_{FT}=1,5$  нс, длительность вершины импульса  $t_D=6$  нс, период повторения импульса  $Period=0$ .

5. Изменяя поочередно параметр  $s=w$ ;  $s=2w$ ;  $s=3w$ , длину линии в диапазоне 0,1–1 м с шагом 0,3 м, значение длительности заднего фронта в диапазоне 1,5–5,5 нс с шагом 2 нс получить отклики в узлах  $V_3$ ,  $V_5$  (значения ближней и дальней перекрестных помех).

6. Выполнить расчет по формулам коэффициентов емкостной и индуктивной связей и амплитуд ближней и дальней перекрестных помех. Сравнить с результатами, полученными по откликам.

7. Заполнить таблицу 1.3. Сделать выводы.

Таблица 1.3 – Результаты вычисления

Параметры	$K_C$	$K_L$	$V_6$		$V_d$	
			Расчет	TUSUR.EMC	Расчет	TUSUR.EMC
$s=300$ мкм						
$s=600$ мкм						
$s=900$ мкм						
$l=0,1$ м						
$l=0,4$ м						
$l=0,7$ м						
$l=1$ м						
$t_\Phi=1,5$ нс						
$t_\Phi=3,5$ нс						
$t_\Phi=5,5$ нс						

### 1.7 Анализ глазковых диаграмм

Цель работы – выполнить анализ целостности сигнала в полосковой линии передачи с помощью глазковых диаграмм в ПО Advanced Design Systems (ADS).

С помощью глазковых диаграмм можно определить следующие параметры сигнала:

1. Амплитуда. Определяется как максимальное отклонение сигнала от нулевого уровня за период наблюдения. Измеряется по вершинам вертикальной гистограммы; для комплексных сигналов – отдельно для I- и Q-компоненты. Цель: установить динамический диапазон тракта и допустимое напряжение входного усилителя.

2. Глазковая амплитуда. Разность между средними уровнями логической «1» ( $V_1$ ) и «0» ( $V_0$ ). Показатель помехоустойчивости; при снижении обращает внимание на искажения канала или разрегулировку предискажений (pre-emphasis).



3. Амплитуда пересечения. Средний уровень, на котором траектории переходов «0→1» и «1→0» пересекаются. Используется для расчёта пороговых уровней детектора данных и для оценки симметрии линии передачи.

4. Глазковая высота. Вертикальное расстояние между уровнями вокруг логических уровней. Эквивалентно вертикальному глазковому открытому окну при  $BER \approx 10^{-12}$ . Чем это значение выше, тем меньше вероятность ошибочного распознавания бита.

5. Глазковый уровень. Средний уровень амплитуды в оптимальной точке выборки (eye delay). Для NRZ — два уровня  $\pm A$ . Используется при автоподстройке порога компаратора.

6. Отношение сигнал/шум (SNR). Логарифмированное значение напрямую связано с ожидаемым BER при гауссовском шуме.

7. Добротность. Аналог SNR, но рассчитывается через наиболее вероятные пиковые уровни и их  $\sigma:Q \approx 7$  соответствует  $BER \approx 10^{-12}$ .

8. Вертикальное глазковое открытие. Вертикальное окно между  $7\sigma$ -уровнями при заданном BER. Нормируется стандартами (например, 15 % от размаха для PCIe 4.0).

9. Глазковая задержка. Оптимальное положение окна выборки относительно фронта символа. Для симметричной линии  $\approx 0,5 UI$ ; отклонение сигнализирует о перекосе крутизны фронтов.

10. Время затухания. Среднее время перехода от 90 % до 10 %. Ограничивается постоянной времени линии и добротностью формирователя.

11. Время нарастания. Среднее время перехода от 10 % до 90 %.

12. Ширина глаза. Горизонтальное расстояние между точками моментов пересечений. Чем уже, тем выше суммарный джиттер.

13. Горизонтальное глазковое открытие. Горизонтальный интервал, свободный от переходов, при  $BER = 10^{-12}$  ( $7\sigma$ -критерий). Определяет допуск на внутрисимвольный джиттер.

14. Джиттер полного размаха (Peak-to-Peak Jitter). Разность между максимальным и минимальным моментами пересечения. Составляющие: детерминированный, периодический, случайный. Ограничивает частоту передачи при фиксированном BER.

Необходимо выполнить анализ прохождения сигнала по 2-проводной полосковой линии передачи длиной 200 мм (рисунок 1.15) с двумя вариантами оконечных нагрузок: согласованный (50 Ом в начале и конце пассивного проводника) и несогласованный (холостой ход в начале и короткое замыкание в конце пассивного проводника).

Полоса пропускания по уровню -3 дБ линии с согласованными нагрузками равна 10 МГц, а с несогласованными нагрузками равна 100 МГц.

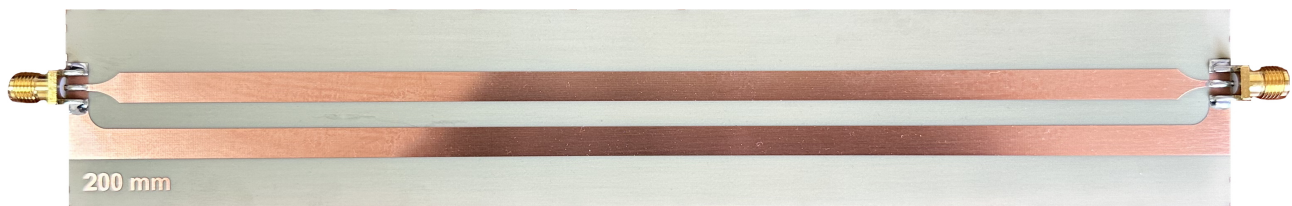
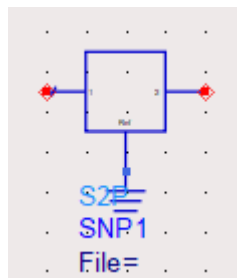


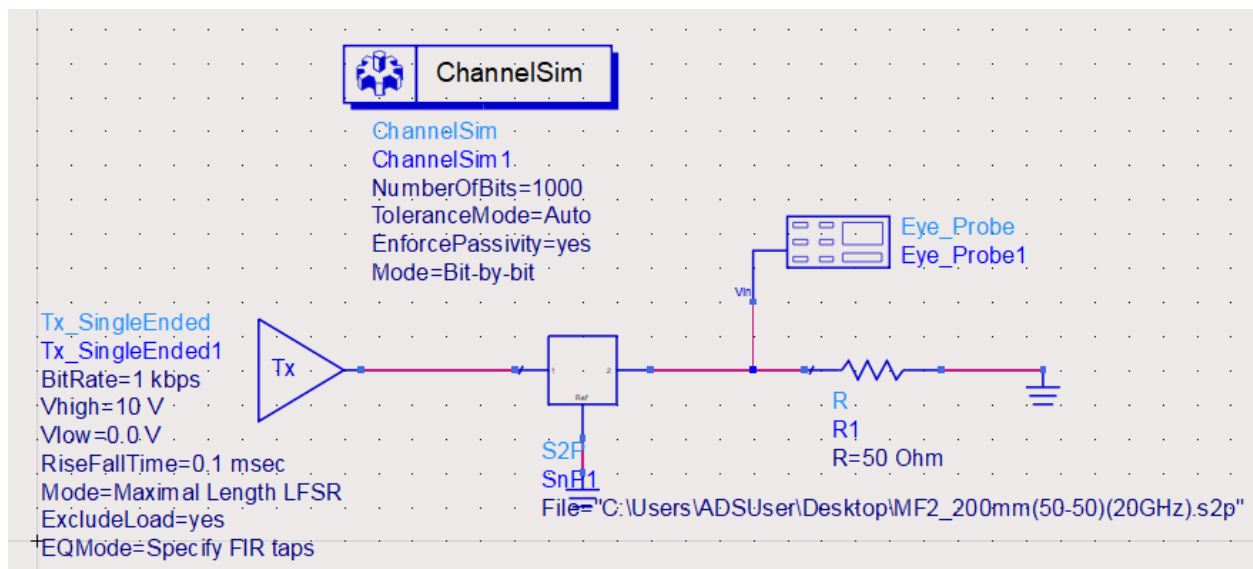
Рисунок 1.15 – 2-проводная линии передачи

Для анализа прохождения сигнала необходимо:

1. С помощью функций встроенных библиотек ПО ADS, в схему добавить блок S2P для возможности импорта S-параметров:



2. Импортировать S-параметры для линии с согласованными нагрузками из файла «MF2\_200mm(50-50)(20GHz).s2p»
3. Собрать схему для определения полосы пропускания линии по уровню -3 дБ.
4. Собрать схему для анализа глазковой диаграммы исследуемой линии:



5. Вычислить глазковые диаграммы при разных значениях BitRate:

BitRate = 100 Мбит/с,

BitRate = полосе пропускания линии,

BitRate = 1 кбит/с.

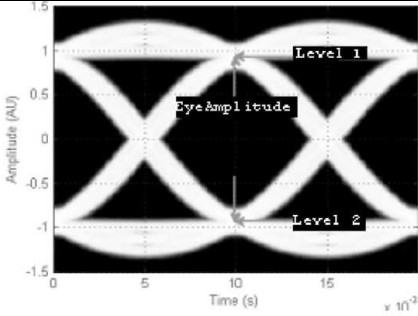
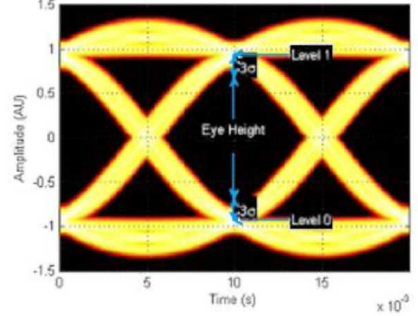
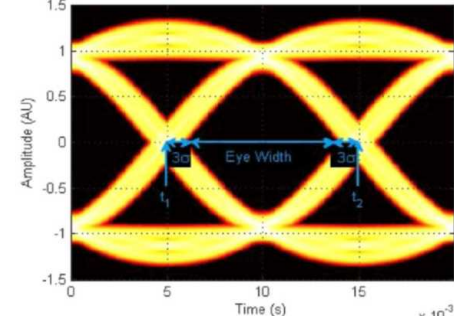
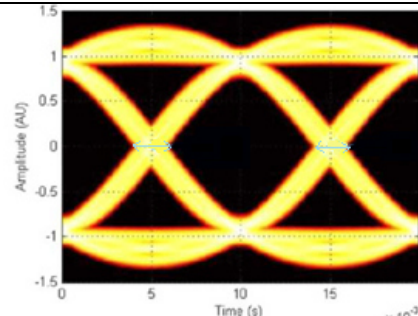
6. Сохранить полученные результаты.

7. Импортировать S-параметры для линии с несогласованными нагрузками из файла «MF2\_200mm(hh-kz)(20GHz).s2p»

8. Выполнить п. 3 и 4 для линии с несогласованными нагрузками. Сохранить полученные результаты.

9. С помощью полученных глазковых диаграмм измерить, представленные в таблице 1.4 параметры сигнала для каждого BitRate.

Таблица 1.4 – Визуализация глазковых диаграмм для определения параметров сигнала

Параметр	Глазковая диаграмма
Глазковая амплитуда	
Глазковая высота	
Глазковая ширина	
Джиттер	

10. Сделать выводы.

## 1.8 Расчет цепей согласования дифференциальной линии передачи

Цель работы – выполнить расчет П- и Т- схем согласования для симметричной двухпроводной связанной линии передачи.

В симметричной двухпроводной связанной линии передачи, используемой для соединения дифференциальных интерфейсов, способны одновременно распространяться синфазные и дифференциальные компоненты сигнала. Как правило, если импеданс отдельно взятого проводника  $Z_0 = 50$  Ом, тогда  $Z_{\text{диф}} = 2 Z_0 = 100$  Ом, а  $Z_{\text{синф}} = Z_0 \parallel Z_0 = \frac{1}{2} Z_0 = 25$  Ом. Это связано с тем, что в дифференциальном режиме распространения токи направлены на встречу друг другу, а в синфазном – они сонаправлены. Когда линия передачи симметрична, нечетная мода (odd) идентична дифференциальному режиму распространения, а четная мода (even) синфазному (рисунок 1.16). Эти значения используются для вычисления номиналов резистивных цепей согласования в дифференциальных интерфейсах.

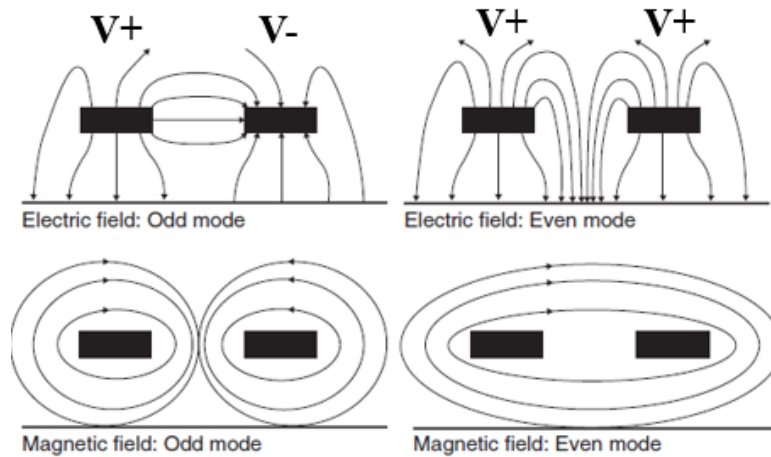


Рисунок 1.16 – Нечетная и четная моды

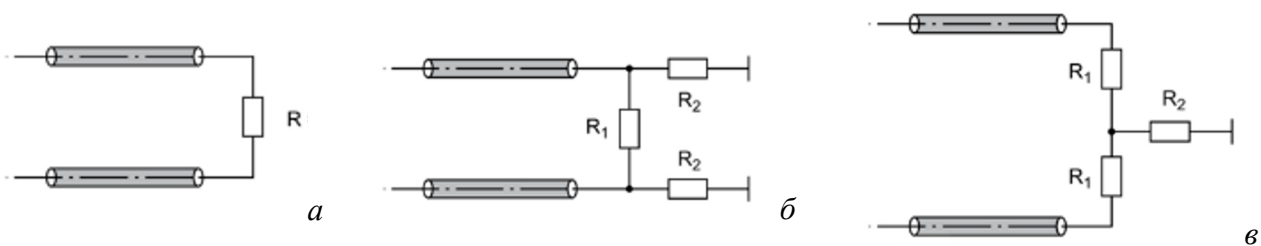


Рисунок 1.17 – Схемы согласования дифференциальных линий: без согласования синфазной составляющей (а), П-образная (б), Т-образная (в).

Формула для расчета номиналов компонентов без согласования синфазной составляющей:

$$R = Z_{\text{диф}} = Z_{\text{Odd}} \quad (1.28)$$

Формула для расчета номиналов компонентов резистивной П-образной цепи согласования:

$$R_1 = \frac{2Z_{Even} \cdot Z_{Odd}}{Z_{Even} - Z_{Odd}}, R_2 = Z_{Even} \quad (1.29)$$

Формула для расчета номиналов компонентов резистивной Т-образной цепи согласования:

$$R_1 = Z_{Odd}, R_2 = \frac{1}{2}(Z_{Even} - Z_{Odd}) \quad (1.30)$$

Даны импедансы четной и нечетной моды: импеданс четной моды  $Z_{even}=50$  Ом, а импеданс нечетной –  $Z_{odd}=100$  Ом. Необходимо вычислить номиналы сопротивлений схемы согласования для П – и Т – топологии.

### 1.9 Определение ошибок при трассировке печатной платы

Цель работы – изучить рекомендации по проектированию ПП и заполнить таблицу 1.5, описав ошибки трассировки ПП, связанные с целостностью сигнала и питания.

Рекомендации по проектированию ПП с учетом обеспечения целостности сигнала и питания:

#### 1. Выбор материалов и формирование стека

– Материалы подложки. Диэлектрики подбирают с учётом диапазона рабочих частот, тепловой нагрузки, механических требований и бюджета проекта. Органические стеклотекстолиты FR-4 остаются базовым решением для цифровых и силовых схем, а фторполимеры или композитные керамики целесообразны при СВЧ-эксплуатации, где критичны низкие  $\epsilon_r$  и тангенс угла потерь.

– Проводящие слои. Различие между катанной и электролитически осаждённой медью следует учитывать из-за заметного расхождения по удельным потерям на высоких частотах; катанная медь демонстрирует меньший вводимый затухающий фактор и лучшую коррозионную стойкость.

– Неоднородность диэлектрика. В многослойной ПП значением  $\epsilon_r$  следует оперировать для каждого слоя отдельно: базовая ткань, препрег и паяльная маска могут различаться на единицы процентов, что становится заметным в гигагерцовом диапазоне.

#### 2. Контроль путей возвратного тока и опорных плоскостей

Возвратные токи высокочастотных составляющих преимущественно локализуются под сигнальной линией; разрывы в опорных слоях увеличивают индуктивность петли и порождают перекрёстные помехи. Переход сигнального проводника на другой слой без

сопряжённого перехода земли формирует нежелательный контур. Поэтому переходные отверстия земли размещают в непосредственной близости к сигнальным отверстиям, а вырезы в плоскостях минимизируют или перешивают.

### 3. Геометрия трассировки и регулярность импеданса

– Изгибы печатных дорожек. Правильный поворот под  $45^\circ$  или сглаженный выкруживанием снижает локальное увеличение ёмкости по сравнению с резким 90-градусным углом.

– Защитные дорожки. Эффективность экранирующих проводников достигается только при многоточечном заземлении с шагом  $\leq \lambda/10$  для самой высокой рабочей частоты сигнала.

– Дифференциальные пары. Согласованность длин внутри пары и между парами одного интерфейса минимизирует синфазные выбросы и облегчает схемотехническое тактирование; при переходе пары на другой слой расстояние между via-парами и ближние via земли сводят петлю до минимума.

### 4. Управление паразитными параметрами компонентов и монтажа

Паразитная индуктивность выводов SMD-конденсатора существенно ограничивает его эффективность после собственной резонансной частоты. Снижение монтажной индуктивности достигается за счёт короткого подключения к опорным плоскостям несколькими via и минимальной длины дорожек. Параллельное включение конденсаторов различных номиналов расширяет полосу низкого импеданса, однако возможное возбуждение последовательных резонансов требует предварительного моделирования импедансной кривой.

### 5. Электромагнитное экранирование и радиопоглощение

Экраны из магнитных материалов эффективны в нижнем диапазоне частот, тогда как на гигагерцах достаточно проводящая оболочка из меди или алюминия. При наличии глухих полых объёмов в корпусе полезно внедрение радиопоглощающих листов или красок, уменьшающих стоячие волны и переотражения.

### 6. Коррозионная совместимость металлов

Контакт разнородных металлов в присутствии влаги формирует гальваническую пару; подбор покрытий и переходных элементов проводят по таблицам допустимости. Для ответственных узлов применяются защитные покрытия никелем-золотом или ингибирующие компаунды.

### 7. Тепловое управление и тепловые зазоры

Полигон питания способен выполнять функцию радиатора: тепловые via под корпусом микросхемы связывают кристалл с крупной медной массой, уменьшая локальный тепловой

градиент. При этом тепловой зазор (thermal relief) обеспечивает пайпаяемость, но одновременно повышает индуктивность токового пути; ширину перемычек задают из расчёта максимально возможного тока и допустимого импеданса питания.

8. Минимизация петлевой индуктивности

Общая индуктивность контура обусловлена не столько его площадью, сколько взаимной индуктивностью участков с противоположными направлениями тока. Сближение прямого и возвратного проводников, либо размещение ПП на близком расстоянии к шасси, уменьшает результирующий поток и, следовательно, уровень излучаемых помех.


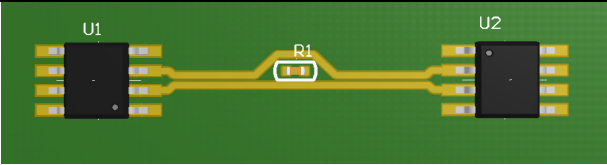
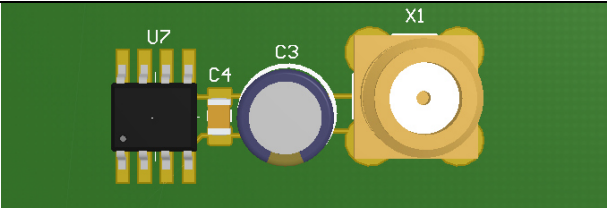
9. Учёт производственных допусков

Расхождение между расчётным и реальным профилем медной дорожки (трапецевидность, варьирование толщины фольги) приводит к отклонению импеданса, особенно критичному при узких линиях. Электродинамическое моделирование с параметрами, отражающими технологический разброс, формирует «худший случай» и позволяет заложить достаточный запас в проекте.

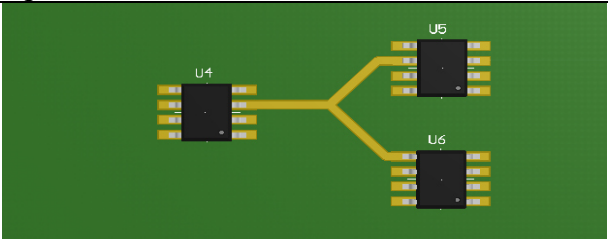
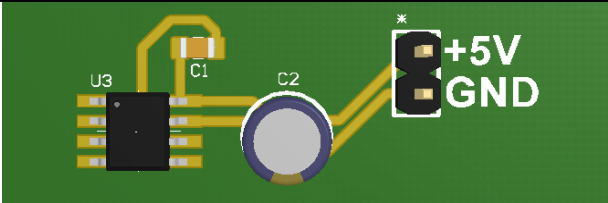
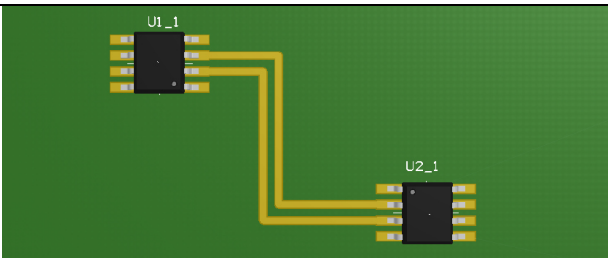
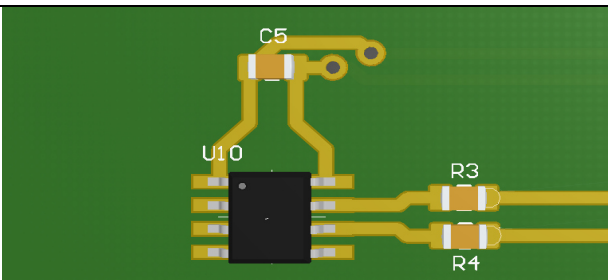
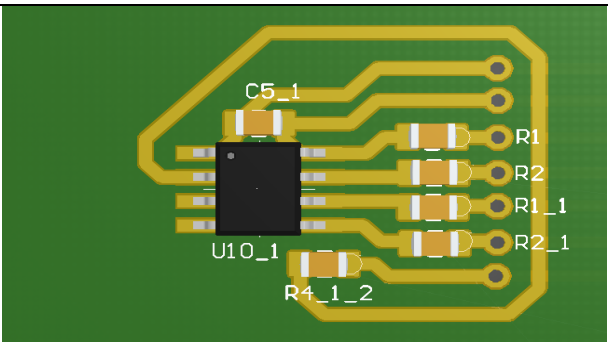
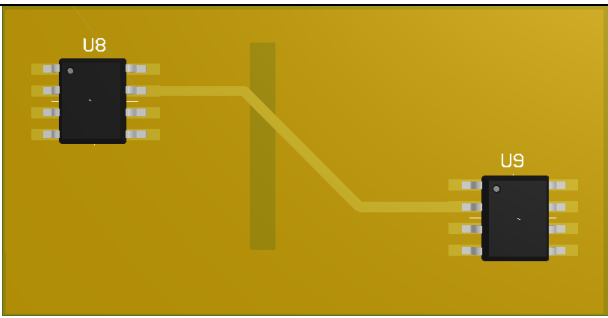
10. Интеграция рекомендаций в процесс разработки

Эффективное проектирование печатной платы требует баланса между электрическими, тепловыми и механическими ограничениями. Использование инженерных правил следует сочетать с итеративным SI/PI-моделированием и прототипированием, поскольку только совокупная оценка электромагнитных, тепловых и производственных факторов позволяет достичь требуемой надёжности и воспроизводимости изделия.

Таблица 1.5 – Определение ошибок при трассировке печатной платы

Фрагмент ПП	Ошибка трассировки ПП
	
	
	

Продолжение таблицы 1.5



## 2. ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ

В данном разделе представлены 4 лабораторных работы по дисциплине «Целостность сигнала и питания».

### 2.1 Расчет погонных параметров полосковой и микрополосковой линий передачи

#### 2.1.1 Краткие теоретические сведения

Цель работы – выполнить аналитический расчет погонных параметров полосковой и микрополосковой линий передачи.

Обеспечение целостности сигнала является критически важной задачей при проектировании высокочастотных систем, особенно в технике СВЧ. Полосковые линии передачи представляют собой фундаментальные направляющие структуры, широко применяемые для сохранения качества сигнала при его распространении на печатных платах и в интегральных схемах. Они создают контролируруемую электромагнитную среду, позволяя минимизировать искажения, потери и отражения сигнала, что напрямую влияет на надежность и производительность СВЧ-устройств. На рисунке 2.1 изображены основные типы полосковых линий передачи – несимметричная (микрополосковая) и симметричная (полосковая), которые могут быть либо заполнены воздухом, либо иметь основание из твердого диэлектрика. Параметры поперечного сечения:  $w$  – ширина проводников,  $t$  – толщина проводников,  $h$  – толщина диэлектрика,  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость подложки. Понимание и точный расчет их погонных параметров (индуктивности, емкости, волнового сопротивления) необходимы для проектирования линий, способных передавать сигналы с требуемой точностью и минимальными искажениями, обеспечивая тем самым высокую целостность сигнала в системе.

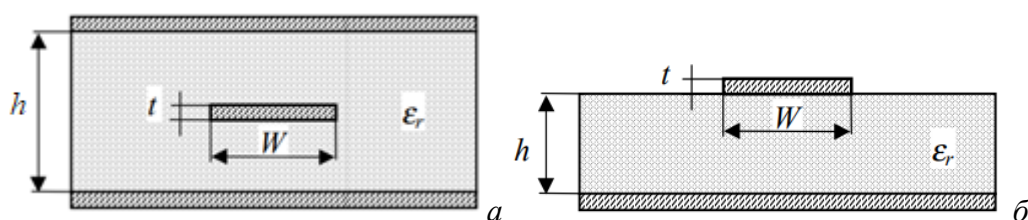


Рисунок 2.1 – Поперечные сечения симметричной (полосковой) (а) и несимметричной (микрополосковой) (б) линий передачи

Точное теоретическое описание распространения сигналов в полосковых линиях представляет собой сложную задачу. Для практических и приблизительных расчетов параметров таких линий широко используется модель квази-Т-волны (квази-ТЕМ). Эта волна может существовать при условии, что геометрические размеры линии – ширина

токонесущего проводника и его расстояние до заземленной пластины – значительно меньше половины длины волны. Соблюдение этого условия приводит к тому, что электрическое и магнитное поля концентрируются преимущественно в диэлектрическом пространстве между проводником и заземленной пластиной.

Неоднородность диэлектрического заполнения в полосковых линиях передачи препятствует формированию чисто поперечных (Т) волн. Несмотря на это, и теория, и эксперимент подтверждают, что электромагнитное поле и поток мощности в значительной степени сосредоточены в диэлектрике между сигнальным проводником и плоскостью заземления. Вследствие этого, для описания процессов в линии часто используется представление об эквивалентном однородном диэлектрическом заполнении. Визуализация типичных силовых линий поля для полосковых линий дана на рисунке 2.2.

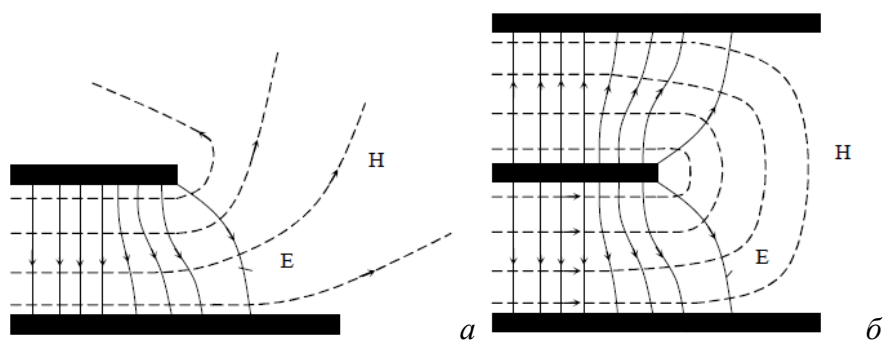


Рисунок 2.2 – Силовые линии электромагнитного поля в симметричной (полосковой) (а), несимметричной (микрополосковой) (б) линиях передачи

Для линий передачи, состоящих из параллельных прямоугольных проводников, существует ограниченное количество точных уравнений для расчета погонных параметров (индуктивности  $L$  и емкости  $C$  на единицу длины). Большинство доступных соотношений являются аппроксимациями. Ниже приведены 3 метода для практических расчетов погонных параметров линий передачи.

Метод 1 [7].

Погонная емкость рассчитывается по формулам:

для несимметричной линии передачи

$$C_1 = 1,06 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r (1 + w/h), \text{ при } t/h \ll 1, w/h > 0,6, \quad (2.1)$$

$$C_1 = 1,06 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r (1 + w/h) \frac{1}{1 - t/h}, \text{ при } w/h < 2, \quad (2.2)$$

$$C_1 = 1,54 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r \left( 1 + w/h \left( \frac{1}{1 - t/h} \right) \right), \text{ при } w/h > 2, \quad (2.3)$$

а для симметричной линии передачи:

$$C_1 = 1,54 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r (1 + w/h), \text{ при } t/h \ll 1, w/h > 0,6, \quad (2.4)$$

$$C_1 = 1,54 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r (1 + w/h) \frac{1}{1 - t/h}, \text{ при } w/h < 2, \quad (2.5)$$

$$C_1 = 1,06 \cdot 10^{-11} \varepsilon_r \left( 1 + w/h \left( \frac{1}{1 - t/h} \right) \right), \text{ при } w/h > 2. \quad (2.6)$$

Волновые сопротивления с учетом толщины токонесущего проводника рассчитываются формулам:

для несимметричной линии передачи

$$Z_B = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{314}{1 + w/h}, \text{ при } w/h < 2, \quad (2.7)$$

$$Z_B = 314 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{1}{1 + \frac{w}{h} \left( \frac{1}{1 - t/h} \right)}, \text{ при } w/h > 2, \quad (2.8)$$

а для симметричной

$$Z_B = 216 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{1 - t/h}{1 + w/h}, \text{ при } w/h < 2, \quad (2.9)$$

$$Z_B = 216 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{1}{1 + \frac{w}{h} \left( \frac{1}{1 - t/h} \right)}, \text{ при } w/h > 2. \quad (2.10)$$

Погонная индуктивность находится из соотношения  $Z_B = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ :

$$L_1 = Z_B^2 \cdot C_1 \quad (2.11)$$

Метод 2 [8].

Погонная индуктивность  $l$  с однородным диэлектрическим заполнением, в предположении, что полосок имеет нулевую толщину ( $t=0$ ) вычисляется как:

Для симметричной линии передачи

$$l = \frac{30\pi}{v_0} \frac{1}{\left[ \frac{w_e}{s} + 0.441 \right]}, \quad (2.12)$$

где эффективная ширина проводника ( $w_e$ ) составляет

$$\frac{w_e}{s} = \begin{cases} \frac{w}{s}, & \frac{w}{s} \geq 0.35 \\ \frac{w}{s} - \left(0.35 - \frac{w}{s}\right)^2, & \frac{w}{s} \leq 0.35 \end{cases} \quad (2.13)$$

А погонная емкость  $c$  находится как:

$$c = \frac{\varepsilon_r}{30\pi v_0} \left[ \frac{w_e}{s} + 0.441 \right] \quad (2.14)$$

Для несимметричной линии погонная индуктивность и емкость вычисляются как:

$$l = \begin{cases} \frac{60}{v_0} \ln \left[ \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right], & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{v_0} \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

$$c = \begin{cases} \frac{\varepsilon'_r}{60v_0 \ln \left[ \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right]}, & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{\varepsilon'_r}{120\pi v_0 \left[ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

где  $\varepsilon'_r$  учитывает тот факт, что линии электрического поля частично находятся в воздухе, а частично в диэлектрике подложки и равна

$$\varepsilon'_r = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \quad (2.17)$$

Метод 3 [9].

Вычисление  $C$  и  $L$  осуществляется через нахождения волнового сопротивления  $Z_0$ .

Формулы для вычисления представлены на рисунке 2.3.

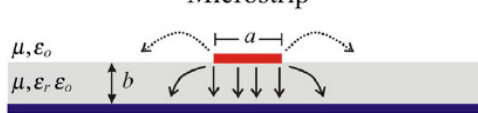
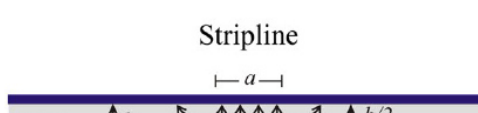
<p style="text-align: center;"><b>Microstrip</b></p>  <p><math>\varepsilon_{eff} = 8.854 \times 10^{-12} \left[ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12b/a}} \right] \text{ F/m}</math></p>	$Z_0 = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \sqrt{\mu/\varepsilon_{eff}} \ln \left( \frac{8b}{a} + \frac{a}{4b} \right), & a < b \\ \frac{1}{\sqrt{\mu/\varepsilon_{eff}} \left[ \frac{a}{b} + 1.393 + 0.667 \ln(a/b + 1.444) \right]}, & a > b \end{cases}$ $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon_{eff}}} \quad L = \frac{Z_0}{v_p} \quad C = \frac{1}{Z_0 v_p}$
<p style="text-align: center;"><b>Stripline</b></p> 	$a_{eff} = \begin{cases} a, & a > 0.35b \\ a - \left(0.35 - \frac{a}{b}\right)^2 b, & a < 0.35b \end{cases} \quad L = \frac{Z_0}{v_p}$ $Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{b}{a_{eff} + 0.441b} \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} \quad C = \frac{1}{Z_0 v_p}$

Рисунок 2.3 – Выражения для расчета погонных параметров линий передачи

Помимо аналитических формул и экспериментальных измерений, существует еще один класс методов для определения погонных параметров линий передачи –численные методы. Эти методы особенно ценны, когда геометрия линии сложна, присутствуют неоднородные диэлектрики или необходимо учесть эффекты, которые трудно или невозможно описать простыми аналитическими выражениями (например, эффект близости, сложная форма проводников, влияние окружающих структур). Ключевое преимущество численных методов заключается в их потенциально высокой точности. Они основаны на дискретизации области, занимаемой линией передачи, и численном решении уравнений электромагнитного поля

Метод 4. Численный метод расчета погонных матриц в ПО TUSUR.EMC с помощью метода моментов (МоМ) [10].

Для вычисления необходимо дискретизировать границы проводников и диэлектрической подложки (граница раздела двух сред) на небольшие отрезки (подынтервалы) длинами  $l_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ . На рисунке 2.4 деление на подынтервалы показано с помощью закрашенных кругов, а центры подынтервалов отмечены с помощью незакрашенных кругов. Причем сначала дискретизируются проводниковые, а затем диэлектрические границы.

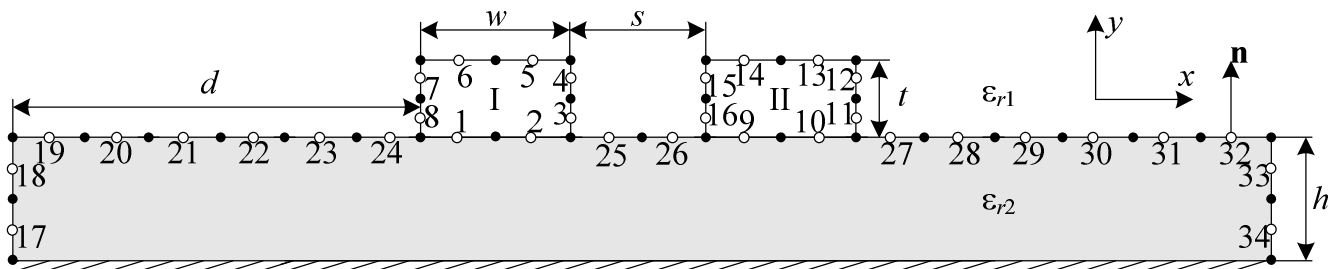


Рисунок 2.4 – Поперечное сечение связанной линии передачи

Задача нахождения ёмкостной матрицы МПЛП сводится к решению СЛАУ вида  $\mathbf{S}\mathbf{\Sigma} = \mathbf{V}$ , с квадратной и плотной матрицей  $\mathbf{S}$  размера  $N \times N$  ( $N = N_C + N_D$ ), связывающей плотности заряда на подобластях дискретизированных границ проводников и диэлектриков, составляющих матрицу  $\mathbf{\Sigma}$ , с потенциалами этих подобластей, задаваемых матрицей  $\mathbf{V}$ , обе размера  $N \times N_{\text{COND}}$  (рисунок 2.5). После вычисления  $\mathbf{\Sigma}$ , вычисляются элементы искомой ёмкостной матрицы.

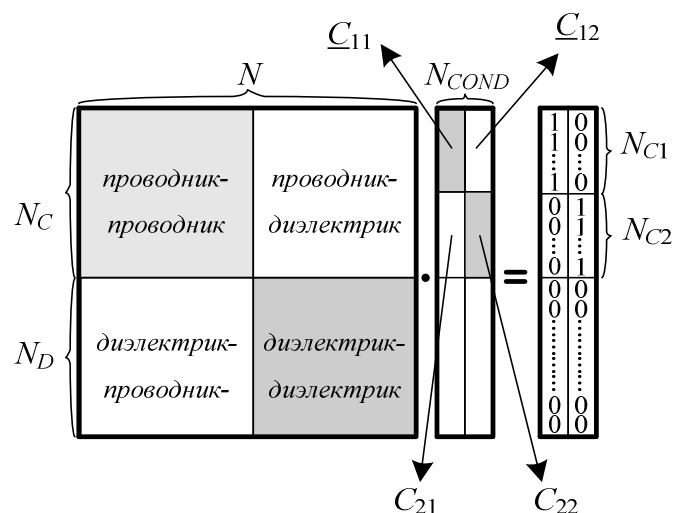


Рисунок 2.5 – Структура матрицы СЛАУ

### 2.1.2 Порядок выполнения работы

1. Вычислить в ПО Mathcad погонные параметры  $L$ ,  $C$  и  $Z$  по методам 1, 2 и 3 для полосковой и микрополосковой линий передачи. Параметры поперечного сечения выбираются согласно варианту из таблицы 2.1.
2. Построить полосковую и микрополосковую линии передачи в ПО TUSUR.EMC.
3. Вычислить погонные параметры по методу 4 в ПО TUSUR.EMC. Результаты считать эталонными.
4. Выполнить сравнение результатов из п. 1 и п. 3. Заполнить таблицу:

Параметры	$L$	$C$	$Z$
Метод 1			
Метод 2			
Метод 3			
Метод 4			

Таблица 2.1 – Параметры поперечного сечения

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$w$	500	600	550	1000	800	600	300
$t$	18	18	18	18	18	18	18
$h$	400	400	450	600	700	500	400
$\varepsilon_r$	4,5	4	5	5,5	6	3	3,5

5. Заполнить таблицу 2.2, вычислив необходимые параметры для микрополосковой линии передачи по методу 3.

Таблица 2.2 – Расчет погонных параметров при известных величинах

№	$L$	$C$	$Z_0$ (Ом)	$v$ (с/м)
1		1 мкФ/м	50	
2	$\mu_0$	$\epsilon_0$		
3			200	$10^7$
4	200 мкГн/м			$4 \cdot 10^7$
5			75	$2,4 \cdot 10^8$

### 2.1.3 Вопросы для контроля

1. Что такое полосковые линии передачи? Какие бывают линии передачи?

Изобразите их поперечные сечения.

2. Какими параметрами определяются напряжения и токи в линиях передачи?

3. Что такое погонная емкость?

4. Что такое погонная индуктивность?

5. Что такое погонная проводимость?

6. При каком условии может существовать квази-Т волна?

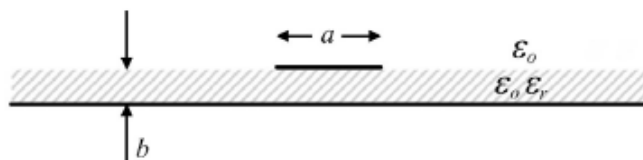
7. Какой тип линии передачи изготавливается путем травления или фрезирования верхнего проводника на обычном печатной плате?

8. Как определяется погонная задержка и волновое сопротивление в линии передачи?

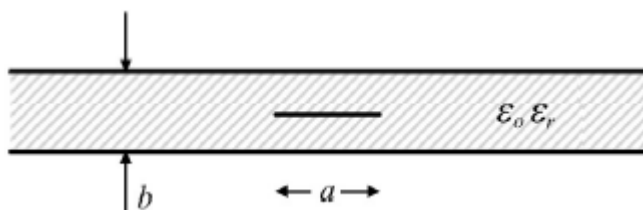
9. Каким образом распространяется поле в полосковых структурах? Изобразите картины силовых линий электромагнитного поля в полосковых линиях передачи.

10. Какой численный метод используется в ПО TALGAT? Каким образом осуществляется расчет матрицы электростатической индукции?

11. Как называется данная линия передачи? Где сосредоточено электрическое и магнитное поле?



12. Как называется данная линия передачи? Где сосредоточено электрическое и магнитное поле?



## 2.2 Формирование амплитуд напряжения и рефлектометрия

Цель работы – освоить методику вычисления амплитуд напряжения в узлах линии передачи, научиться определять сопротивление, емкость и индуктивность неоднородности.

### 2.2.1 Краткие теоретические сведения

#### Формирование амплитуд напряжения

На рисунке 2.6 показана схема электрических соединений линии передачи, состоящая из отрезка линии передачи, резистивной нагрузки на дальнем конце и генератора сигналов с внутренним сопротивлением на ближнем конце ЛП.

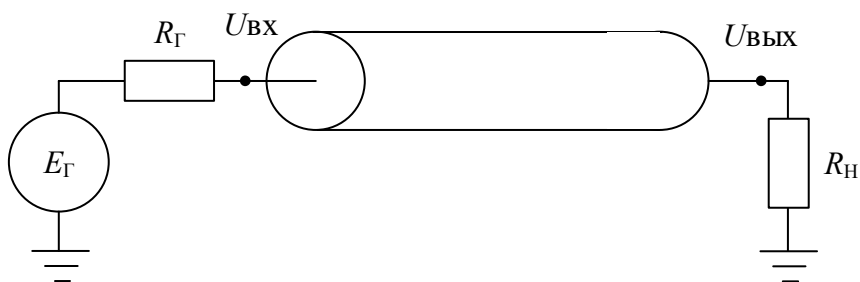


Рисунок 2.6 – Схема электрических соединений линии передачи

На схеме электрических соединений линии показаны:  $E_{\Gamma}$  – э.д.с. генератора,  $R_{\Gamma}$  – внутреннее сопротивление генератора,  $Z_0$  – импеданс линии передачи,  $R_{\text{Н}}$  – сопротивление нагрузки,  $U_{\text{вх}}$  – напряжение на входе в ЛП,  $U_{\text{вых}}$  – напряжение на выходе линии.

Для вычисления значений напряжений и токов на входе в линии представим внутреннее сопротивление генератора и импеданс линии в виде эквивалентной схемы, показанной на рисунке 2.7.

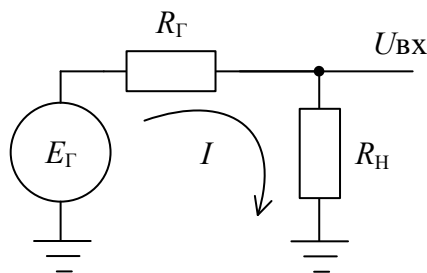


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема входа в линию передачи

Тогда ток ( $I$ ), протекающий в такой цепи, и напряжение  $U_{\text{вх}}$  вычисляются следующим образом:

$$I = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + Z_0}, \quad U_{\text{вх}} = \frac{E_{\Gamma} \cdot Z_0}{R_{\Gamma} + Z_0}. \quad (2.18)$$



После того, как на входе в линию сформировалось  $U_{\text{вх}}$  определенной амплитуды, при условии, что рассматривается линия без потерь в проводниках и диэлектриках, оно продолжит распространяться вдоль линии. Таким образом, для дальнейших вычислений приравняем  $U_{\text{вх}}$  и напряжение падающей волны ( $U_{\text{пад}}$ ). При вычислении определении амплитуды и/или формы сигнала в любой точке ЛП необходимо помнить одно утверждение из общей теории распространения волн. «Напряжение в любой точке системы – суперпозиция падающей и отраженной волн». Таким образом в линию, сигнал от источника по достижению нагрузки, может:

– полностью поглотиться нагрузкой, в случае, когда нагрузка согласована с волновым сопротивлением линии (под согласованностью подразумевается равенство номиналов сопротивлений линии и нагрузки),

– частично или полностью отразиться от нагрузки (если нагрузка частично или полностью не согласована с линией).

В последнем случае одновременно существуют две волны падающая, которая движется от генератора к нагрузке, и отраженная, которая возвращается от нагрузки к генератору, отразившись от границы двух сопротивлений  $Z_0$  и  $R_n$ . Эти волны накладываются и образуют результирующее напряжение в линии.

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}. \quad (2.19)$$

Соответственно для определения  $U_{\text{вых}}$  необходимо знать амплитуды  $U_{\text{пад}}$  и отраженной волны ( $U_{\text{отр}}$ ). Для этого необходимо  $U_{\text{пад}}$  умножить на коэффициент отражения « $\Gamma$ » который находится по формуле:

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} \cdot \Gamma. \quad (2.20)$$

При этом  $\Gamma$  вычисляют на основе сопротивления нагрузки и импеданса линии по формуле:

$$\Gamma = \frac{R_n - Z_0}{R_n + Z_0}. \quad (2.21)$$

Также следует обратить внимание на следующее:

1) При анализе амплитуд необходимо учитывать, что при прохождении сигнала по линии он запаздывает по времени на значение равное задержке вносимой линией.

2) При определении амплитуд переотражений действуют те же принципы, что и ранее для определения амплитуд сигнала в линии, только в качестве падающей используется уже отраженная волна, а сопротивления, используемые при расчете коэффициента отражения, заменяются на соответствующие, вдоль пути распространения сигнала.

Пример:

Используется схема электрических соединений линии из рисунка 1.2 и следующие значения:  $E_r = 1$  В,  $R_r = 50$  Ом,  $Z_0 = 50$  Ом,  $R_n = 100$  Ом, задержка линии ( $\tau = 1$  нс.).

Для начала вычисляются амплитуды в прямом направлении прохождения сигнала (от генератора к нагрузке)

$$U_{\text{вх}} = \frac{E_r \cdot Z_0}{R_r + Z_0} = 0,5 \text{ В}, \quad \Gamma = \frac{R_n - Z_0}{R_n + Z_0} = 0,333, \quad U_{\text{вх}} = U_{\text{пад}},$$

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} \cdot \Gamma = 0,1665 \text{ В}, \quad U_{\text{вых}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}} = 0,6665 \text{ В}.$$

Затем вычисляются амплитуды в обратном направлении прохождения сигнала (от нагрузки к генератору), в качестве падающей волны в обратном направлении рассматривается отраженная.

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад1}}, \quad \Gamma_1 = \frac{R_r - Z_0}{R_r + Z_0} = 0, \quad U_{\text{отр1}} = U_{\text{пад1}} \cdot \Gamma_1 = 0 \text{ В}, \quad U_1 = U_{\text{пад1}} + U_{\text{отр1}} = 0,1665 \text{ В},$$

Затем переносится на график вычисленные амплитуды импульсов с учетом их длительности и задержки вносимой линией (рисунок 2.8).

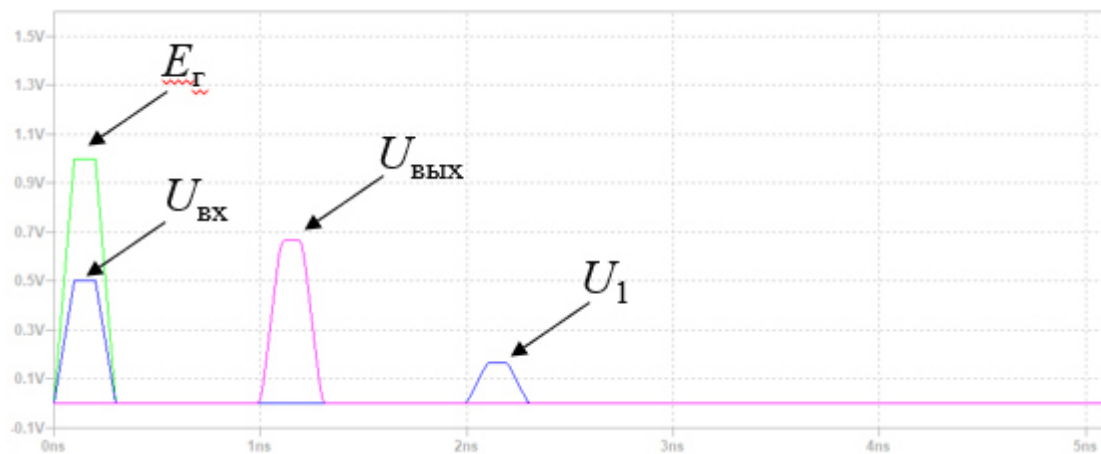


Рисунок 2.8 – Амплитуды напряжений

### Рефлектометрия (Time-domain reflectometer TDR)

Рефлектометрия – метод измерений, основанный на анализе отраженных сигналов, применяемый для изучения физических свойств среды или состояния линий передачи (кабелей, волноводов и тд). В основном этот метод используется для диагностики и контроля состояния различных систем, но мы будем рассматривать рассмотрим только электрические характеристики.

Основной принцип рефлектометрии заключается в следующем: в систему подают импульс или волну известной формы и амплитуды, при наличии неоднородности в среде,

например, повреждении, изменение геометрии проводника, разрыва или избыточная влажности. Это приводит к изменению электрических свойств и как следствие импеданса. В результате чего сигнал отражается обратно частично или полностью. А анализ отраженного сигнала позволяет определить: местоположение, характер дефектов и соответственно тип неоднородности. Все это можно исследовать благодаря коэффициенту отражения, который выражается из известных величин импедансов системы или из отношения падающей и отраженной волн:

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} . \quad (2.22)$$

Для примера приведена схема рефлектометрической установки, показанная на рисунке 2.9.

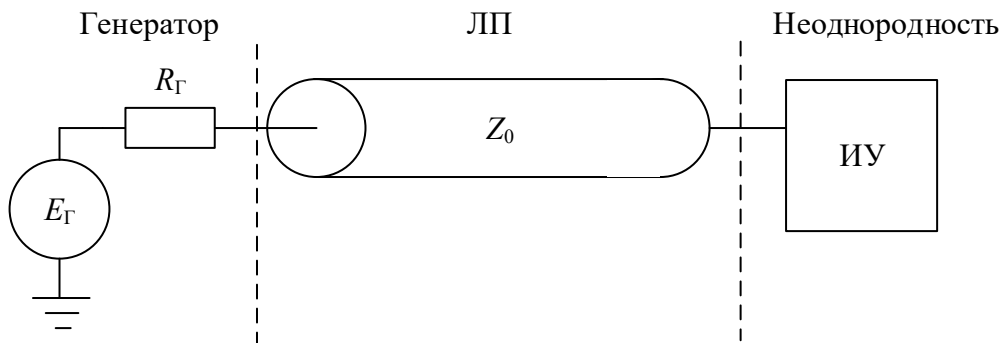


Рисунок 2.9 – Схема электрической рефлектометрической установки

Подключив все в соответствии со схемой, можно определить импеданс исследуемого устройства (ИУ) при известных амплитудах падающего и отражённого сигналов по формуле:

$$R_{\text{н}} = Z_0 \cdot \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} . \quad (2.23)$$

Дано:  $E_{\Gamma} = 2 \text{ В}$ ,  $R_{\Gamma} = 50 \text{ Ом}$ ,  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_{\text{н}} = 60 \text{ Ом}$ ,  $\tau_d = 250 \text{ пс}$  (задержка ИУ).

На рисунке 2.10 представлена осциллограмма, где в качестве входного воздействия использован переходный процесс в виде ступеньки.

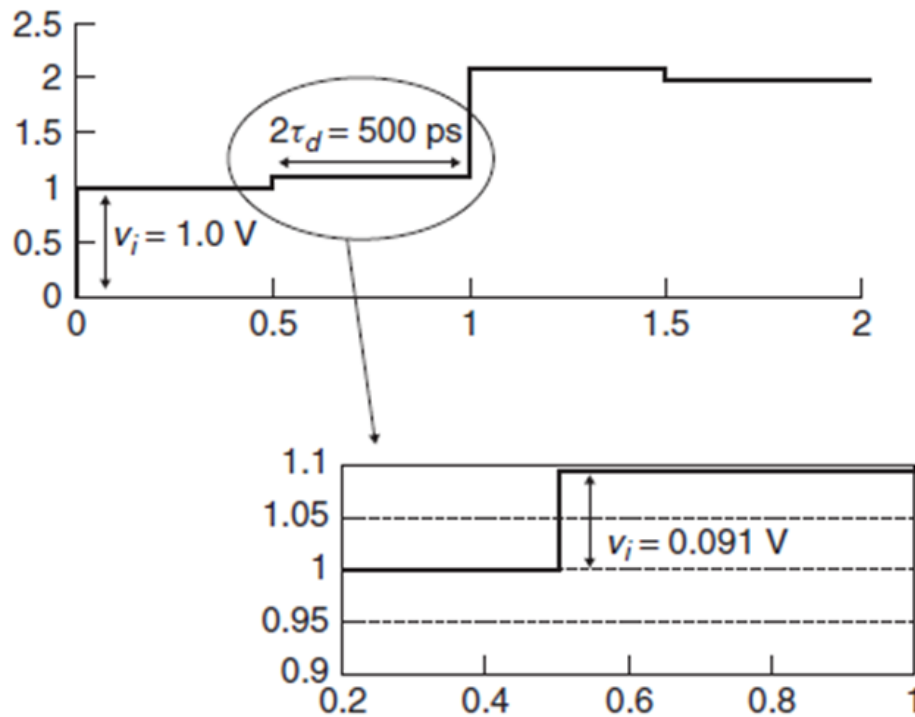


Рисунок 2.10 – Осциллограмма напряжений на входе в ИУ

Импеданс ИУ, вычисленный по формуле (2.23) равняется 60 Ом. Чтобы определить задержку, вносимую ИУ, необходимо длительность задержки на осциллограмме поделить на 2, поскольку отклик, показанный на рисунке 2.10, успевает пройти вдоль ИУ и обратно. Также с помощью показанной осциллограммы можно вычислить погонные индуктивность и емкость для ИУ:

$$U_{\text{пад}} = \frac{E_r \cdot Z_0}{R_r + Z_0} = 1 \text{ В}, U_{\text{отр}} = 1,091 - 1 = 0,091 \text{ В}, R_n = Z_0 \cdot \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} = 60 \text{ Ом}, \tau_d = \frac{1}{2} \tau,$$

где  $\tau$  – это длительности ступеньки на осциллограмме.

Погонные  $L$  и  $C$  рассчитываются путём одновременного решения выражений импеданса и задержки:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = 60 \text{ Ом}, \tau_d = l \cdot \sqrt{L \cdot C} = 250 \text{ пс}.$$

Погонные индуктивность и емкость ( $L_0$  и  $C_0$ ) рассчитываются с помощью значения погонной задержки (нормирования задержки относительно длины ИУ):

$$\tau_0 = \frac{\tau_d}{l_{\text{ИУ}}} = \sqrt{L \cdot C} = 125 \text{ пс/м}.$$

Далее вычисляются  $L_0$  и  $C_0$  по формулам:

$$L = \left( \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right) \left( \sqrt{L_0 \cdot C_0} \right), (\text{Гн/м}), \quad (2.24)$$

$$C = \frac{\sqrt{L_0 \cdot C_0}}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}, (\text{Ф/м}). \quad (2.25)$$

### 2.2.2 Порядок выполнения работы

1. Воспользовавшись выражениями из рисунка 2.3, получить геометрические параметры, которые будут обеспечивать заданное вариантом значение  $Z_0$  (таблица 2.3).

2. В ПО TUSUR.EMC построить микрополосковую линию передачи в соответствии с вариантом геометрических параметров из таблицы 2.3, и вычислить значения  $C$  и  $L$ , а также выполнить моделирование временного отклика при заданном варианте значения  $R_{\text{н}}$ . Параметры входного воздействия:  $E_{\text{г}}=1$  В и длительности фронта и спада по 1 нс, а плоской вершины 2 нс,  $R_{\text{г}}=50$  Ом.

Таблица 2.3 – Варианты параметров

Вариант	1	2	3	4	5	6	7
$Z_0$	50	75	50	25	100	15	50
$w$							
$t$							
$h$							
$\varepsilon_r$							
$R_{\text{н}}$	100	50	75	50	75	35	15

3. Выполнить вычисление амплитуд импульсов по формулам (2.19)–(2.21) и построить график форм напряжения на входе и выходе линии.

4. Выполнить рефлектометрию и аналитически определить  $C$  и  $L$  исследуемого устройства из полученных при помощи моделирования значений погонной задержки и значения импеданса линии из таблицы 2.3.

5. Сравнить результаты вычисления и моделирования.

### 2.2.3 Вопросы для контроля

1. Что такое отражения?
2. Каким образом возникают отражения в линии передач?
3. Чем описываются электрические процессы в линии передач?

4. Рассчитать напряжение падающей волны, если волновое сопротивление  $Z$  равно 50 Ом, а сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом.

5. Будет ли в случае, когда волновое сопротивление  $Z$  равно 100 Ом, сопротивление генератора равно 50 Ом и нагрузки 75 Ом возникать отражения? Если да, посчитайте коэффициент отражения.

6. Что происходит если на конце линии будет короткое замыкание?

7. Что происходит если на конце линии будет холостой ход?

8. Что нужно делать, чтобы минимизировать отражения в линии?

## **2.3 Исследование характеристик высокочастотных цепей с использованием S-параметров**

### **2.3.1 Краткие теоретические сведения**

Цель работы – освоить методику измерения  $S$ -параметров на векторном анализаторе цепей (ВАЦ).

#### **$S$ -параметры**

$S$ -параметры (или параметры рассеяния) – это математический аппарат, используемый для анализа работы радиоэлектронных устройств, таких как усилители, фильтры, антенны и другие. Они позволяют определить, как электромагнитные волны распределяются при прохождении через устройство, независимо от того, является ли оно активным или пассивным. С помощью  $S$ -параметров можно наглядно оценить, какая часть сигнала отражается от входа, проходит через устройство, отражается от выхода, передаётся между различными портами. Кроме того, анализ  $S$ -параметров играет важную роль в обеспечении целостности сигнала, особенно в высокочастотных и высокоскоростных системах. Они позволяют выявить и минимизировать нежелательные отражения, потери и перекрёстные помехи, что критично для надёжной передачи данных без искажений. В целом,  $S$ -параметры необходимы для точного описания поведения радиочастотных систем и оценки их эффективности с точки зрения передачи и сохранения формы сигнала.

На рисунке 2.11 продемонстрированы значения элементов матрицы рассеяния на примере 2-портового устройства, в качестве такого устройства приведен отрезок линии передачи.

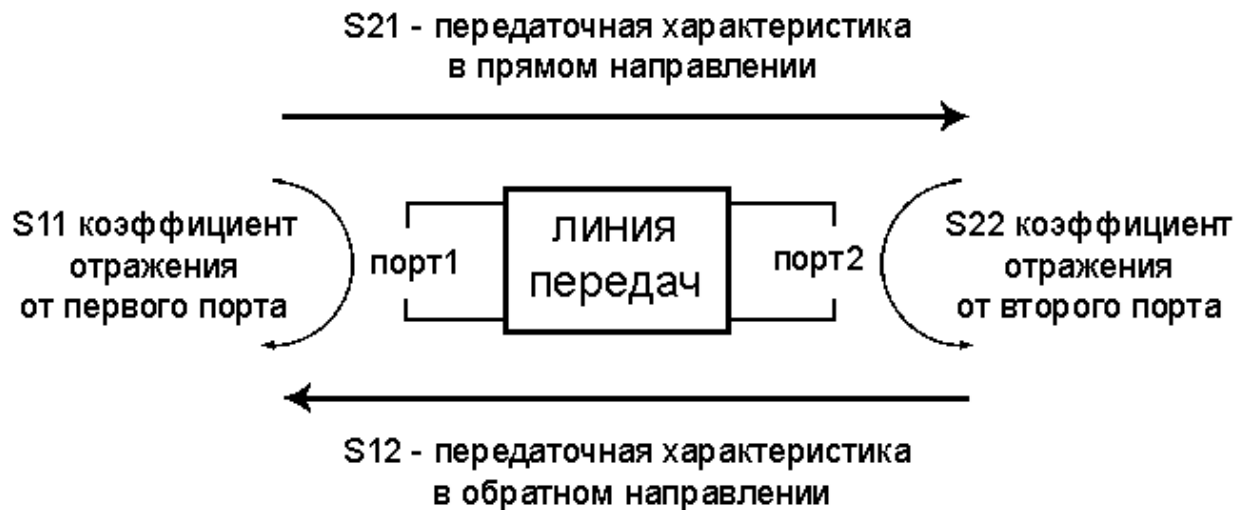


Рисунок 2.11 – Элементы матрицы рассеяния 2-портового устройства

Как правило, элементы матрицы рассеяния определяются отношением падающих и отраженных волн. На рисунке 2.12 показана линия передачи, слева от которой подключен источник сигнала с внутренним сопротивлением, а справа нагрузка. Вдоль линии передачи в каждой точке свои значения напряжения  $V(z)$ , тока  $I(z)$  и импеданса  $Z$ . В контрольной точке полное напряжение –  $V(0)$  и равно  $V_1$ ; суммарный ток –  $I(0)$  [11].

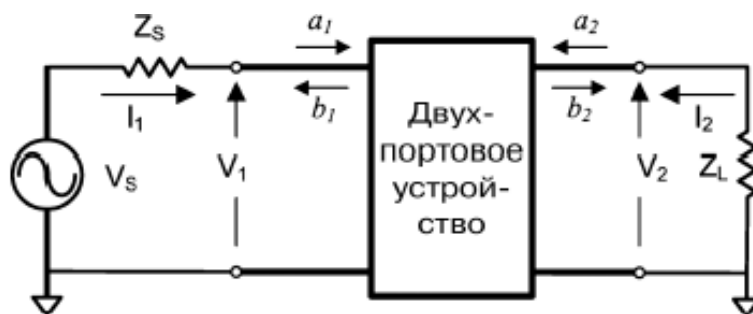


Рисунок 2.12 – Линия передачи

На рисунке 2.12 обозначены  $a$  – падающая в направлении  $i$ -го порта волна и  $b$  – отраженная от  $i$ -го порта волна. Амплитудные значения этих волн определяются следующим образом:

$$a_i = \frac{V_{Fi}}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (2.26)$$

$$b_i = \frac{V_{Ri}}{\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (2.27)$$

где  $Z_0$  – вещественное число, равное импедансу линии передачи.

Напряжения и токи для  $i$ -го порта:

$$V_i = \sqrt{Z_{0i}} (a_i + b_i), \quad (2.28)$$

$$I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (a_i + b_i). \quad (2.29)$$

После того как определены все необходимые значения величин, можно записать связь между параметрами для 2-портового устройства:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (2.30)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \quad (2.31)$$

где  $S_{11}$  – коэффициент отражения на входе (порт 1),

$S_{21}$  – коэффициент передачи от порта 1 к порту 2,

$S_{12}$  – коэффициент передачи от порта 2 к порту 1 (обратная передача),

$S_{22}$  – коэффициент отражения на выходе (порт 2).

В матричной форме такая связь будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

Амплитудные значения элементов матрицы рассеяния через отношения падающих и отраженных волн определяются как:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Важно понимать, что  $S$ -параметры не только описывают поведение устройства в частотной области, отображая, какая часть сигнала отражается и передаётся между портами, но и содержат в себе исходные данные, через которые можно вычислить значения других частотно-зависимых характеристик, например, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) или импеданс устройства:

$$\text{КСВН} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}, \quad Z_0 = \frac{R_r (1 + |S_{11}|)}{1 - |S_{11}|}, \quad (2.34)$$

где  $R_r$  – сопротивление генератора.

Однако необходимо помнить, что чаще всего  $S$ -параметры представлены в дБ и, поэтому необходимо перед началом проведения вычислений перевести все значения из дБ в разы по формуле:

$$\text{разы} = 10^{0,05 \text{ дБ}}. \quad (2.35)$$



## Векторный анализатор цепей и векторные измерения СВЧ-цепей

Векторный анализатор цепей Р4М-18 (рисунок 2.13) предназначен для измерения  $S$ -параметров в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц с динамическим диапазоном более 100 дБ. Прибор поддерживают импульсные режимы измерений, анализ гармоник, интермодуляции и коэффициента шума, а также векторную калибровку для различных типов трактов.



Рисунок 2.13 – Векторный анализатор цепей Р4М-18

К эксплуатации ВАЦ допускается только квалифицированный персонал, изучивший руководство по эксплуатации (РЭ) на ВАЦ Р4М-18 (ЖНКЮ.468166.006 РЭ2 12]). Эксплуатация измерителя должна производиться в условиях, указанных в части I РЭ. Проведение типовых операций (визуальный контроль, соединение, разъединение и др.) следует проводить, пользуясь указаниями, изложенными в разделе 5 РЭ, чтобы избежать поломки измерителя, его соединителей и соединителей подключаемых к нему устройств, а также выявить дефекты измерителя, влияющие на его метрологические характеристики. Площадь поверхности рабочего стола должна быть достаточной для размещения на ней измерителя, требуемого комплекта принадлежностей и испытуемого устройства (ИУ) [13].

Порядок использования измерителя предполагает 2 этапа:

1) калибровка, в ходе которой к измерителю подключаются устройства с известными параметрами – меры. По результатам измерений оцениваются характеристики измерительного тракта и влияние подключенных к измерителю кабельных сборок, переходов и т.п.

2) измерение параметров ИУ, в ходе которого выполняется коррекция измеренных величин с учетом данных калибровки.

Выбор вида калибровки и порядок ее проведение следует осуществлять в соответствии с указаниями, изложенными в разделе 6 РЭ. Подключение и измерение параметров Исследуемого устройства ИУ следует проводить в соответствии с указаниями, изложенными в разделе 7 РЭ.

Схема измерения ВАЦ содержит один измерительный канал и 12 «Измерений» в нем, как показано на рисунке 2.14.

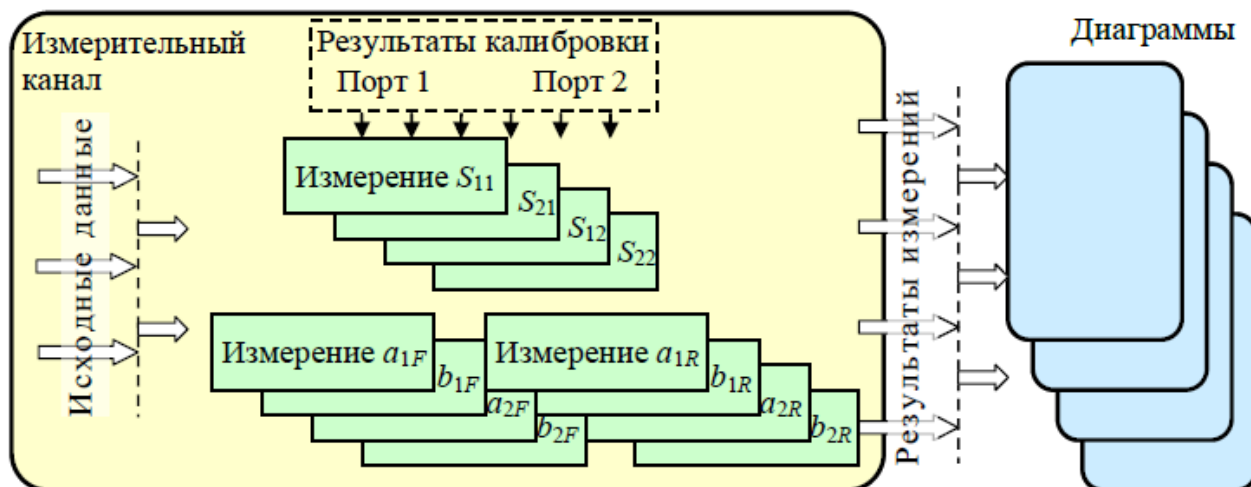


Рисунок 2.14 – Блок-схема обработки данных

Измерительный канал в каждой частотной точке формирует четыре комплексные амплитуды сигналов на входах приемников – опорные  $a_1$ ,  $a_2$  и отраженные или прошедшие через исследуемое устройство  $b_1$ ,  $b_2$ . В «Измерениях  $S_{11}...S_{22}$ » из комплексных амплитуд вычисляются «некорректированные  $S$ -параметры»:

$$S_{M11}=b_{1F}/a_{1F}, S_{M21}=b_{2F}/a_{1F}, S_{M12}=b_{1R}/a_{2R}, S_{M22}=b_{2R}/a_{2R}.$$

Символ « $M$ » (от англ.: Measured – измеренный) в верхнем индексе означает некорректированный. Символы « $F$ » (от англ.: forward) и « $R$ » (от англ.: reverse) в нижних индексах означают направление зондирования.

Из «некорректированных  $S$ -параметров» с использованием калибровочных данных вычисляются оценки  $S$ -параметров ИУ, которые затем отображаются в диаграммах в заданных форматах. Коррекция выполняется, если была выполнена соответствующая калибровка и флажок в меню «Калибровка\Коррекция» установлен, в противном случае в диаграмму поступают «некорректированные  $S$ -параметры».

«Измерения  $a_{1F}$ ,  $b_{1F}...b_{2R}$ » служат для индикации уровней мощности в трактах ПЧ измерительных приемников  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$  при прямом и обратном зондировании. Перечисленные «Измерения» служат только для контроля наличия сигнала на тех или иных входах измерителя и применяются в сложных схемах измерения с использованием конфигурируемого блока.

Погрешности измерителя:

Погрешности измерителя по закономерностям проявления можно разделить на следующие группы:

- 1) Погрешности, обусловленные температурным дрейфом (неустранимы).
- 2) Случайные погрешности:
  - погрешности соединений и переключений (неустранимы),
  - влияние шумов (уменьшается с увеличением времени измерения).
- 3) Систематические погрешности (в основном устраняются векторной калибровкой):
  - инструментальные,
  - методические.

Погрешности, обусловленные температурным дрейфом параметров электронных компонент, в общем случае не устранимы. Чтобы снизить их влияние, рекомендуется прогревать аппаратуру перед калибровкой и измерениями.

Погрешности соединений обусловлены характеристиками контактов в разъёмных соединениях. Погрешности соединения изменяются от подключения к подключению, поэтому они отнесены к случайным. Следует заметить, что часть соединений не изменяют своих параметров (не размыкаются) в промежутке времени от начала калибровки и до проведения измерений, а значит, могут быть учтены при калибровке. Например, соединение кабеля СВЧ и измерительного порта вносит в тракт некоторую неоднородность, которая компенсируется векторной калибровкой.

Другая составляющая случайных погрешностей обусловлена шумами генератора, приемника, АЦП и других компонент. Влияние шумов может быть снижено усреднением или выбором более узкой полосы фильтра ПЧ.

Систематические погрешности обусловлены паразитными проникновениями и отражениями сигнала, а также частотной неравномерностью в тракте СВЧ. Предполагается, что они не изменяются во времени, а значит, могут быть оценены и скомпенсированы.

### **Калибровка ВАЦ**

В процессе калибровки к портам измерителя подключаются устройства с известными параметрами – калибровочные меры отражения и передачи. Сравнивая известные и измеренные параметры калибровочных мер, ПО Graphit вычисляет факторы ошибок (см. приложение А РЭ), которые будут использоваться для коррекции измерений.

Для калибровки измерителя используют наборы калибровочных мер из комплекта измерителя НКММ-13-13Р (тип 3,5 мм).

В наборы калибровочных мер входят переходы с соединителями соответствующим портам измерителя с одной стороны и соединителями требуемого типа с другой. В качестве мер отражения используются нагрузки холостого хода, короткозамкнутые и согласованные. Характеристики калибровочных мер содержатся в файле на компакт-диске из состава набора калибровочных мер. Характеристики калибровочных мер содержатся в файле описания набора, который необходимо выбрать перед использованием набора. После выбора пункта меню «Калибровка».

Общие сведения о видах калибровок:

Погрешности измерений обусловлены шумами, помехами и неидеальностью аппаратуры. Значительная часть неидеальностей аппаратуры постоянна во времени и проявляется в виде систематических составляющих в результатах измерений. Для их компенсации используется модель, включающая 12 параметров (факторов ошибок), которые вычисляются в процессе калибровки.

Предусмотрены следующие виды калибровок:

Нормировка частотной неравномерности (нормировка тракта отражения, нормировка тракта передачи на проход).

Однопортовая векторная калибровка (в прямом направлении для измерения  $S_{11}$ , в обратном направлении для измерения  $S_{22}$ ).

Двухпортовая векторная калибровка (в прямом направлении для измерения  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , в обратном направлении для измерения  $S_{22}$ ,  $S_{12}$ , полная двухпортовая в обоих направлениях для измерения  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ).

Нормировка – простейший вид калибровки и коррекции. В ходе калибровки запоминается последовательность, характеризующая частотную неравномерность тракта передачи или тракта отражения. Коррекция заключается в делении измеренных величин на значения, запомненные при калибровке.

Однопортовая векторная калибровка – применяется перед измерением отражения от однопортовых устройств. При измерении устройств, подключенных к обоим портам измерителя, однопортовая калибровка компенсирует часть факторов ошибок, поэтому измерения не столь точны, как при использовании полной двухпортовой калибровки.

Двухпортовая векторная калибровка в одном направлении представляет собой комбинацию однопортовой векторной калибровки и нормировки. Измерение отражения не отличается от измерений при однопортовой калибровке – компенсируются те же факторы ошибок. При измерении коэффициента передачи компенсируются следующие факторы

ошибок: неравномерность тракта передачи (как при нормировке), рассогласование источника и изоляция между портами.

Полная двухпортовая векторная калибровка в обоих направлениях компенсирует 10 факторов ошибок (исключая изоляцию) или все 12. Коррекция результатов измерения после полной двухпортовой калибровки требует поочередного зондирования в прямом и обратном направлениях, поэтому измерения могут выполняться вдвое медленнее, чем в других вариантах калибровки.

Очевидно, что чем больше компенсируется факторов ошибок, тем выше точность измерений. При этом нельзя забывать, что оценка факторов также выполняется с некоторой погрешностью, которая в свою очередь зависит от качества калибровочных мер.

Для отдельных  $S$ -параметров могут применяться калибровочные данные разного вида, если они не противоречат друг другу. Например, для измерения  $S_{11}$  и  $S_{21}$  может использоваться двухпортовая векторная калибровка в прямом направлении и одновременно с этим для измерения  $S_{22}$  и  $S_{12}$  может применяться нормирование.

### **2.3.2 Порядок выполнения работы**

Для проведения лабораторной работы понадобятся:

- Рабочее место,
- Программа управления Graphit P4M версия 2.6.32,
- Руководство по эксплуатации P4M-18 (ЖНКЮ.468166.006 РЭ2)
- ВАЦ P4M-18,
- Кабельные сборки фазостабильные,
- Набор калибровочных мер коаксиальных НКММ-13-13Р,
- Исследуемое устройство.

Порядок работы:

#### **1 Запуск и калибровка ВАЦ.**

1.1 Включить ВАЦ и дать прогреться в течении 10 минут.

1.2 Используя программу для управления Graphit P4M, подключиться с рабочего компьютера к ВАЦ.

1.3 Используя набор калибровочных мер НКММ-13-13Р и фазостабильные кабельные сборки, выполнить калибровку двух портов по методике SOLT (Short, Open, Load, Thru) в диапазоне частот от 10 МГц – 20 ГГц (убедитесь, что результаты калибровки применены).

#### **2 Измерение $S$ -параметров исследуемого устройства.**

2.1 Подключить исследуемое двухпортовое устройство (например, отрезок микрополосковой линии).

2.2 Выполнить сканирование в диапазоне от 10 МГц – 20 ГГц.

2.3 Сохранить данные в формате .s2p (убедитесь что файл содержит значения  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ).

3 Анализ результатов.

3.1 Построить графики  $S$ -параметров.

3.2 Определить частотные участки, где:  $S_{11}$  минимален,  $S_{21}$  близок к 0 дБ,  $S_{12} \neq S_{21}$ .

Объяснить поведение устройства, опираясь на измеренные данные.

3.3 Рассчитать КСВН и импеданс устройства.

4 Написать отчет по проделанной работе, ответить на контрольные вопросы и защитить лабораторную работы преподавателю.

### **2.3.3 Вопросы для контроля**

1. Чем отличается векторный анализатор цепей от скалярного?
2. Что означает отрицательное значение  $S_{11}$  в дБ?
3. Как интерпретировать высокий уровень  $S_{21}$ ?
4. Почему важно проводить калибровку перед измерением?
5. Чем отличается коэффициент передачи  $S_{21}$  от  $S_{12}$ ?
6. Как влияет несогласованная нагрузка на вид графика  $S_{11}$ ?
7. Что такое КСВН?
8. На что влияет импеданс устройства?

## **2.4 Исследование перекрёстных помех в линии передачи с использованием векторного анализатора цепей**

### **2.4.1 Краткие теоретические сведения**

Перекрёстные помехи – это нежелательные электромагнитные взаимодействия между соседними линиями передачи, при которых сигнал в одной линии индуцирует напряжение или ток в другой. Такие явления особенно критичны в высокочастотных и высокоскоростных схемах, где плотность трассировки печатной платы велика, а крутизна фронтов сигналов высока. Перекрёстные помехи могут приводить к ложным срабатываниям, искажению передаваемой информации и нарушению целостности сигнала.

Существует два основных механизма возникновения перекрёстных помех:

Емкостный (электрический) – вызван паразитной ёмкостью между соседними проводниками. Происходит при изменении напряжения на одной линии, что индуцирует ток на соседней линии.

Индуктивный (магнитный) – обусловлен взаимной индуктивностью. Изменение тока в одной линии создаёт переменное магнитное поле, наводящее ЭДС в соседней линии.

Для исследования перекрёстных помех на практике может использоваться ВАЦ, с помощью которого измеряются  $S$ -параметры. В частности:  $S_{21}$  описывает передачу сигнала от входа к выходу (основная линия), а  $S_{31}$  и  $S_{41}$  отражают уровень перекрёстных помех между активным и пассивными проводниками.

#### 2.4.2 Порядок выполнения работы

1 В ходе выполнения работы необходимо в ПО TUSUR.EMC построить поперечное сечение 2-проводной связанной линии передачи, показанной на рисунке 2.15 со следующими параметрами:  $w_0$  – ширина отводов от регулярной части ЛП,  $w$  – ширина проводников ЛП,  $s$  – зазор между проводниками,  $L$  – длина регулярной части,  $t$  – толщина металлизации,  $h$  – толщина диэлектрика.

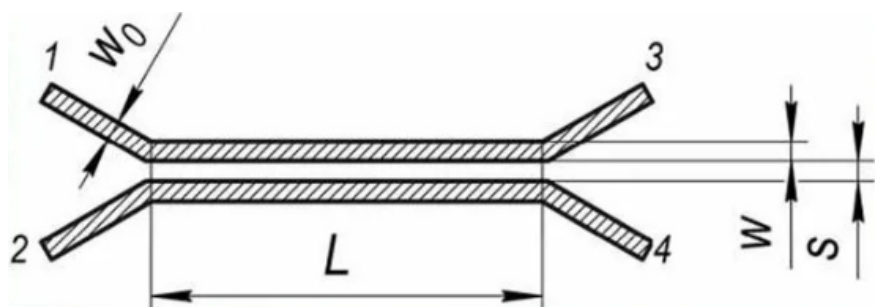


Рисунок 2.15 – Геометрические размеры связанной линии передачи

2 Задать, построенной в ПО TUSUR.EMC, модели геометрические параметры, соответствующие каждому макету по очереди. Вычислить напряжения на входе ( $U_{\text{вх}}$ ) и выходе ( $U_{\text{вых}}$ ) линии, а также напряжения перекрестной помехи на ближнем ( $U_{\text{NEXT}}$ ) и дальнем ( $U_{\text{FEXT}}$ ) концах пассивного проводника.

3 Вычислить формы напряжения на входе ( $U_{\text{вх}}$ ) и выходе ( $U_{\text{вых}}$ ) линии, а также напряжения на дальнем ( $U_{\text{FEXT}}$ ) и ближнем ( $U_{\text{NEXT}}$ ) концах пассивного проводника.

4 Используя подготовленные макеты и векторный анализатор цепей Р4М-18, выполнить измерения  $S$ -параметров между 1 и 2, 1 и 3, 1 и 4 портами. Измеренные данные необходимо сохранить в формате s2r (для каждого измерения в отдельности).

5 В ПО ADS необходимо построить схему как показано на рисунке 2.16 и, используя набор измеренных  $S$ -параметров, построить частотные зависимости коэффициента передачи между 1 и 2, 1 и 3, 1 и 4 портами, а также вычислить  $U_{\text{вх}}$ ,  $U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{NEXT}}$ ,  $U_{\text{FEXT}}$ .

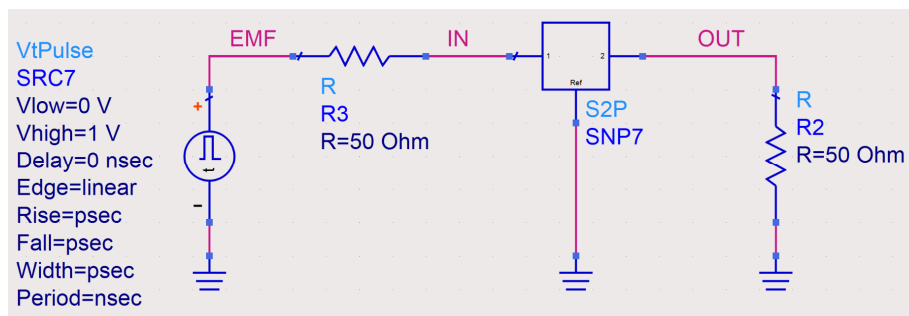


Рисунок 2.16 – Схема соединений в ПО ADS

6 Выполнить анализ полученных значений коэффициента передачи, сравнить вычисленные и измеренные  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$ ,  $U_{NEXT}$ ,  $U_{FEXT}$ , объяснить причины различия результатов.

### 2.4.3 Вопросы для контроля

1. Что такое перекрёстные помехи и какие физические механизмы лежат в их основе?
2. В чём разница между ближней ( $U_{NEXT}$ ) и дальней ( $U_{FEXT}$ ) перекрёстной помехой?
3. Как геометрические параметры линии передачи (ширина проводников, зазор, толщина диэлектрика) влияют на уровень перекрёстных помех?
4. Что измеряет векторный анализатор цепей? Какие параметры он позволяет определить?
5. Что такое S-параметры? Как интерпретировать значения  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  и  $S_{41}$  в контексте перекрёстных помех?
6. Какие возможные причины расхождения между смоделированными и измеренными значениями перекрёстных помех?
7. Как изменится уровень перекрёстной помехи при уменьшении зазора между линиями передачи?
8. Почему важно учитывать перекрёстные помехи при проектировании высокоскоростных цифровых и СВЧ плат?



### 3. САМОСТОЯТЕЛЬНЫЕ ЗАНЯТИЯ

Самостоятельная работа является важной составляющей подготовки специалистов в области проектирования радиоэлектронных средств и играет ключевую роль в формировании у студентов аналитического мышления, практических навыков и устойчивых знаний в области целостности сигнала и питания. Она включает как работу в аудитории, так и вне её, в том числе в взаимодействии с преподавателем и без него. При подготовке к практическим и лабораторным занятиям особое внимание следует уделить изучению лекционного материала, а также самостоятельному освоению рекомендованной учебной, научной и справочной литературы. Работа с источниками различного уровня (от учебников до стандартов и статей) способствует более глубокому пониманию физических процессов.

Особое значение имеет практическое освоение специализированных ПО для моделирования электромагнитных процессов, таких как TUSUR.EMC, ADS, CST и др. Кроме того, важно уделить внимание разводке печатных плат в профессиональных САПР, таких как Altium Designer, P-CAD, KiCad и др. Компетенции в области трассировки – критически важны для разработчика, поскольку правильная разводка напрямую влияет на обеспечение целостности сигнала и стабильности системы питания. Грамотное проектирование топологии плат позволяет минимизировать отражения, перекрёстные помехи и колебания напряжения, что особенно актуально при работе с высокоскоростными цифровыми и СВЧ-сигналами.

Полезным будет самостоятельно ознакомиться с фундаментальными работами по обеспечению целостности сигнала и питания [4], [5], [8]. Также рекомендуется знакомство с нормативной документацией по электромагнитной совместимости.

Список рекомендуемой литературы в открытом доступе для самостоятельной работы:

1. Асланянц В.Р. Проектирование печатных плат с учетом целостности сигнала и питания в САПР Altium Designer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dSPACE.www1.vlsu.ru/bitstream/123456789/3027/1/00605.pdf> (дата обращения 13.01.2025).

2. Ардизони Д. Практическое руководство по разработке печатных плат для высокочастотных схем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://cxo.lv/media/kunena/attachments/legacy/files/Dzhon\\_Ardizoni\\_Prakticheskoe\\_rukovodstvo\\_po\\_razrabotke\\_pechatnykh\\_plat\\_dlya\\_vysokochastotnykh\\_skhem.pdf](https://cxo.lv/media/kunena/attachments/legacy/files/Dzhon_Ardizoni_Prakticheskoe_rukovodstvo_po_razrabotke_pechatnykh_plat_dlya_vysokochastotnykh_skhem.pdf) (дата обращения 13.01.2025).

3. Хьюбинг Т., Хьюбинг Н. Электромагнитная совместимость и разводка печатных плат [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://emc-e.ru/razrabotka-i-konstruirovanie/razvodka-pechatnyh-plat-chast-2/> (дата обращения 13.01.2025).

4. Му Ж. Целостность питания при разработке систем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://russianelectronics.ru/files/52968/EK2010\\_08\\_11-14.pdf](https://russianelectronics.ru/files/52968/EK2010_08_11-14.pdf) (дата обращения 13.01.2025).

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Кечиев, Л. Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л. Н. Кечиев. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
2. Газизов, Т. Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: учебное пособие / Т. Р. Газизов. – Томск: «ТМЛ-Пресс», 2007. – 256 с.
3. Князев, А. Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А. Д. Князев, Л. Н. Кечиев, Б. В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
4. Hall, S. H. Advanced signal integrity for high-speed digital designs / S. H. Hall, H. L. Heck. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2009. – 668 p.
5. Bogatin, E. Signal and power integrity / E. Bofatin. – Hoboken, New Jersey: Prentice Hall, 2018. – 758 p.
6. Газизов, Т. Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях ; под ред. Н.Д. Малютина / Т. Р. Газизов. – Томск: Изд-во НТЛ, 2013. – 212 с.
7. Баскаков, С. И. Сборник задач по курсу «Электродинамика и распространение радиоволн»: учебн. пособие / Баскаков С. И., Карташев В. Г., Лобов Г. Д. [и др.] ; под ред. С. И. Баскакова. – М.: Высш. школа, 1981. – 208 с.
8. Paul, C. R. Analysis of multiconductor transmission lines / C. R. Paul. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2008. – 821 p.
9. Peterson, A. F. Transient signals on transmission lines: an introduction to non-ideal effects and signal integrity issues in electrical systems / A. F. Peterson, G. D. Durgin. – Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2008. – 144 p.
10. Куксенко, С. П. Электромагнитная совместимость: численные методы решения задач электростатики: учеб. пособие для студ. техн. направлений подготовки / С. П. Куксенко. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2020. – 268 с.
11. Dunsmore, J. P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques / J. P. Dunsmore. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2012. – 630 p.
12. Анализатор цепей векторный Р4М-18 Руководство по эксплуатации : сайт / Микран. – Томск, 2011. – URL: <https://www.micran.ru/upload/iblock/b0b/b0be54f8e619c97e01195c4f7dcdd003.pdf> (дата обращения 13.01.2025). – Текст: электронный.

13. Анализаторы цепей векторные серии Р4М : сайт / Микран. – Томск, 2011. – URL: <https://www.micran.ru/productions/IIS/kia/vna/r4m/?ysclid=mb0mruiwz2514832524> (дата обращения 13.01.2025). – Текст: электронный.