

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Р.С. Суровцев, З.М. Кенжегулова

Аналитические модели
временного отклика полосковых устройств
с модальными явлениями

Томск
Издательство ТУСУРа
2023

УДК 621.372.821.001.57
ББК 32.84
С902

Рецензент

Дмитренко А.Г., д-р физ.-мат. наук, Национальный
исследовательский Томский государственный университет

**Издание осуществлено при финансовой поддержке
национального проекта «Наука и университеты»
Министерства науки и высшего образования
Российской Федерации, проект FEWM-2022-0001,
соглашение 075-03-2022-174/1 от 31.01.2022**

Суровцев, Роман Сергеевич

С902 Аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями: моногр. / Р.С. Суровцев, З.М. Кенжегулова. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 163 с.

ISBN 978-5-86889-996-6

Представлены модели временного отклика различных полосковых устройств на основе модальных явлений, а также модели нормированных амплитуд составляющих на выходе устройств и условия их равенства. Изложены результаты комплексного исследования распространения типовых помеховых воздействий в полосковых устройствах. Для их синтеза предложена методика, основанная на аналитическом вычислении отклика устройства. Приведены результаты измерений временных характеристик макетов устройств защиты и доказана применимость аналитического вычисления временного отклика для предварительных оценок ослабления сигнала.

Для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, студентов и аспирантов радиотехнических специальностей.

УДК 621.372.821.001.57
ББК 32.84

ISBN 978-5-86889-996-6

© Суровцев Р.С.,
Кенжегулова З.М., 2023
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2023

Введение

Высокие достижения в области электроники и радиотехники, а также в микропроцессорных и вычислительных технологиях послужили быстрому проникновению радиоэлектронных средств (РЭС) практически во все сферы деятельности человечества. В погоне за быстродействием РЭС увеличиваются граничные частоты спектра используемых сигналов, что в совокупности с высокой плотностью трассировки печатных плат ведет к росту восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) импульсы наносекундной и субнаносекундной длительности. Благодаря широкому спектру такие импульсы способны практически беспрепятственно проникать внутрь РЭС, а их высокая мощность способствует пробоем полупроводников и диэлектриков. Существует множество традиционных средств защиты от СШП-воздействий, однако с их помощью часто невозможно обеспечить должную защиту РЭС от ЭМВ. Для защиты от сверхкоротких импульсов (СКИ) примечательны новые устройства, основанные на явлении модального разложения в связанных линиях: модальные фильтры (МФ) и меандровые линии (МЛ). Принцип защиты заключается в разложении сигнала на составляющие меньшей амплитуды из-за разности скоростей их распространения. За счёт выбора оптимальной связи между проводниками обеспечивается минимальная амплитуда составляющих на выходе устройства. Преимуществами таких устройств являются низкая стоимость, высокая надежность и простота.

Для расчета радиотехнических характеристик полосковых устройств прибегают к математическому моделированию, которое в общем случае требует решения уравнений Максвелла во временной или частотной области. При проектировании полосковых устройств защиты, основанных на явлении модального разложения, главным этапом является вычисление временного отклика. Часто для этого применяют моделирование квазистатическим или электродинамическим подходом. Однако требуемые затраты вычислительных ресурсов оказываются высокими даже для простых

конфигураций. В ряде частных случаев для анализа полосковых структур и устройств на их основе применимы и простые аналитические модели. В монографии представлена разработка аналитических моделей временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями и показана их применимость для исследования распространения помеховых воздействий.

В разделе 1 обоснована актуальность защиты РЭС от ЭМВ, приведен обзор общих решений для защиты, выделены принципы построения полосковых устройств защиты на основе явления модального разложения и представлен обзор подходов к анализу полосковых устройств защиты. В разделе 2 изложены результаты разработки моделей временного отклика различных полосковых устройств: двухпроводного и трёхпроводного МФ и витка МЛ из одного и двух отрезков. Кроме того, рассмотрены условия равенства нормированных амплитуд составляющих на выходе устройств и представлены результаты верификации моделей и условий на нескольких полосковых структурах. В разделе 3 показаны результаты комплексного исследования распространения помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальным разложением. Так, получены результаты аналитического и численного анализа возможности разложения различных форм помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением. Предложена простая методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от помеховых импульсных сигналов, в основе которой лежит аналитическое вычисление временного отклика для предварительных оценок. Наконец, представлены результаты измерений макетов полосковых устройств, основанных на явлении модального разложения. В качестве устройств защиты рассмотрены МФ с лицевой связью, МФ на основе МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками, а также асимметричный виток МЛ на основе МПЛ.

1 АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ: ОБЗОР

1.1 Актуальность исследования

Высокие достижения в области электроники и радиотехники, а также в микропроцессорных и вычислительных технологиях послужили быстрому проникновению радиоэлектронных средств (РЭС) практически во все сферы деятельности человечества [1]. Развитие РЭС сделало их функциональными и компактными, но при этом подверженными влиянию электромагнитных воздействий (ЭМВ). В погоне за быстродействием увеличиваются граничные частоты спектра используемых сигналов, что в совокупности с высокой плотностью трассировки печатных плат ведет к росту восприимчивости РЭС к ЭМВ [2]. Также в последние десятилетия возросла опасность применения генераторов мощных ЭМВ в целях намеренной дестабилизации их работы [3, 4], что говорит о возникшей угрозе электромагнитного терроризма [5, 6]. Впервые её обсуждение произошло на пленарном заседании конференции AMEREM в 1996 г. [7], а обзор проблемы преднамеренных ЭМВ (ПД ЭМВ) был представлен на симпозиуме по ЭМС во Вроцлаве в 1998 г. [8]. Сейчас проблема ПД ЭМВ рассматривается как угроза объектам топливно-энергетического комплекса (ТЭК) [9]. В связи с этим разработана система целевых стандартов Российской Федерации, регламентирующих мероприятия и содержание работ по защите от ПД ЭМВ автоматизированных систем объектов ТЭК [10]. Таким образом, актуальность повышения помехозащищенности РЭС лишь возрастает.

Типовыми формами воздействий, которые используются для тестирования работы РЭС на устойчивость к ЭМВ, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов [11]. Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные импульсы наносекундной и субнаносекундной длительности. Широкий спектр таких сверхкоротких импульсов позволяет части его частотных компонентов проникать

внутри РЭС и нарушать цифровой обмен [12]. Высокая мощность СКИ способствует пробоем полупроводников и диэлектриков, что ведет к выгоранию электронных компонентов [13]. Это обусловлено тем, что высокая плотность энергии СКИ за время его действия не успевает передаться окружающим элементам и приводит к появлению дефектов в чувствительных зонах выделения тепла [14]. Технологии генерации СШП-воздействий развиваются по трем направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов; создание твердотельных и газоразрядных сверхширокополосных сверхкороткоимпульсных генераторов; разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов [15]. В результате этого появляются электромагнитные системы высокой мощности, способные посылать на объект направленные импульсы для выведения РЭС, контролирующей его работу, из строя [16]. Вклад в исследование стойкости полупроводниковых компонентов к ЭМВ и разработку методов защиты от ЭМВ внесли С.Ф. Чермошенцев, В.Ю. Кириллов, Л.Н. Кечиев, Р.М. Гизатуллин, А.М. Бобрешов, Н.В. Балюк, Б.Б. Акбашев и др.

К известным схемотехническим средствам защиты относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничители помех, развязывающие и газоразрядные устройства, а к конструктивным – различные методы заземления, защитные экраны и методы повышения их однородности, методы уменьшения импеданса цепей питания [17].

Из-за недостатков традиционных средств часто невозможно обеспечить должную защиту РЭС от ЭМВ. Так, конденсаторы в составе RLC-фильтров подвержены электрическому пробоем, а напряжения срабатывания газоразрядных и ограничительных устройств часто выше заявленных уровней и возрастают при уменьшении фронта воздействия [18]. Таким образом, несмотря на то что задача защиты от ЭМВ не нова и на ее решение направлено множество подходов, она не теряет своей актуальности.

1.2 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий

1.2.1 Фильтры электромагнитных помех и полосковые устройства

Для защиты от ЭМВ применяются различные устройства фильтрации, ограничители помех, а также электромагнитные экраны [17]. Каждый из подходов обладает своими достоинствами и недостатками, однако среди схемотехнических средств наибольший интерес представляют фильтры электромагнитных помех (ЕМИ-фильтры) и полосковые устройства фильтрации, интегрированные в структуру печатной платы устройства.

ЕМИ-фильтры широко используются в электронном оборудовании для подавления высокочастотных синфазных и дифференциальных помех. Известно решение, объединившее в себе фильтр синфазной моды и корректор дифференциальной моды [19]. Также существуют конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [20–23]. Рассматриваются паразитные и взаимные связи в таких фильтрах [24]. Изучена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [25]. В [26] рассмотрены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, представлено применение связанных линий для создания корректоров фазочастотных характеристик (ФЧХ), а также изложены основы анализа и синтеза таких устройств. Одним из перспективных направлений является проектирование конденсаторных ЕМИ-фильтров, которые стали актуальны благодаря их высокочастотным (ВЧ) характеристикам, низкой стоимости и простоте реализации [27–29]. Однако ВЧ-характеристики традиционных двухпортовых конденсаторных фильтров ограничены паразитными эффектами. Поэтому известен широкий спектр комплексных исследований по оценке влияния этих паразитных эффектов (эквивалентных параллельной емкости, последовательной индуктивности и последовательному сопротивлению) на изменение их ВЧ-характеристик [24, 30, 31]. Примечателен ЕМИ-фильтр на основе сложной конструкции проходного

многослойного керамического конденсатора (МКК) [32]. Он имеет лучшую заграждающую характеристику по сравнению с широко распространенными двухвыводными МКК, потому что уменьшает эквивалентную последовательную индуктивность встроенного заземляющего электрода. Однако малое значение остаточной индуктивности, вызванной самоиндукцией внутренних электродов, не может быть полностью компенсировано, что ограничивает дальнейшее совершенствование заграждающей характеристики трехвыводного проходного МКК [27]. Увеличение емкости на землю может улучшить характеристику заграждения, но приводит к росту вносимых потерь в полосе пропускания и утечке тока на внутренний заземляющий электрод. Технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) позволила широко применять ЕМІ-фильтры в портативных устройствах за счёт их компактной реализации [33].

Для защиты от ЭМВ и фильтрации сигнала в полосе частот также могут применяться полосковые устройства особой конфигурации [34, 35]. Для защиты от СКИ предложены линейные фильтры на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры [34]. По сравнению с традиционными решениями в ряде областей они обладают более высокой эффективностью и низкой стоимостью. Говоря о полосковых устройствах, нельзя не отметить обширную монографию, где рассмотрены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, представлено их применение для коррекции фазочастотных характеристик, а также изложены основы анализа и синтеза таких устройств [26]. В монографии анализируются классические работы, посвященные фазовой обработке сигналов в цепях с распределенными параметрами [36–38]. Близкие исследования отражены в публикациях отечественных учёных [39–41]. Варианты фильтров поглощающего типа рассмотрены в работах [42–46]. Сравнительно новым решением для защиты от ЭМВ являются устройства, основанные на явлении модального разложения сигнала в связанных полосковых линиях [47–50]. Таким образом, для защиты от ЭМВ используются различные подходы и устройства, тем не менее поиск других путей реализации защиты и проектирование соответствующих им устройств по-прежнему актуальны.

1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала

Полосковые линии и устройства на их основе широко применяются в РЭС связи, радиолокации и измерений для передачи сигналов и питания к разным элементам, поскольку позволяют уменьшить массу и габариты узлов, а также улучшить их характеристики [51]. Для целей защиты от СКИ нужно отметить новые устройства, основанные на явлении модального разложения в связанных линиях: модальные фильтры [49] и меандровые линии [50]. Принцип защиты от ЭМВ заключается в разложении сигнала на составляющие меньшей амплитуды из-за разности скоростей их распространения. За счёт выбора оптимальной связи между проводниками обеспечивается минимальная амплитуда составляющих на выходе устройства. Преимуществами таких устройств являются низкая стоимость, высокая надёжность и простота исполнения [52].

Перспективны для защиты от СШП-воздействий, в частности СКИ, устройства на основе явления модального разложения воздействия на последовательность импульсов меньшей амплитуды – модальные фильтры [47, 49]. Идея модальной фильтрации заключается в использовании модальных искажений (изменений параметров сигнала из-за разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи) для разложения воздействия на составляющие [47–54]. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии передачи из N проводников (не считая опорного) с неоднородным диэлектрическим заполнением, он может подвергаться модальным искажениям вплоть до полного разложения на N составляющих меньшей амплитуды. Для полного разложения импульса необходимо, чтобы его общая длительность t_Σ была меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в отрезке связанной N -проводной линии, т.е. должно выполняться условие [47, 48]

$$t_\Sigma < l \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (1.1)$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды отрезка.

Для пары связанных линий ($N=2$) условие (1.1) сведется к виду

$$t_{\Sigma} < l|\tau_2 - \tau_1|, \quad (1.2)$$

где τ_2, τ_1 – погонные задержки мод отрезка.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подать СКИ длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к его концу (между теми же проводниками) придут два импульса (импульс 1 и импульс 2) (рисунок 1.1).

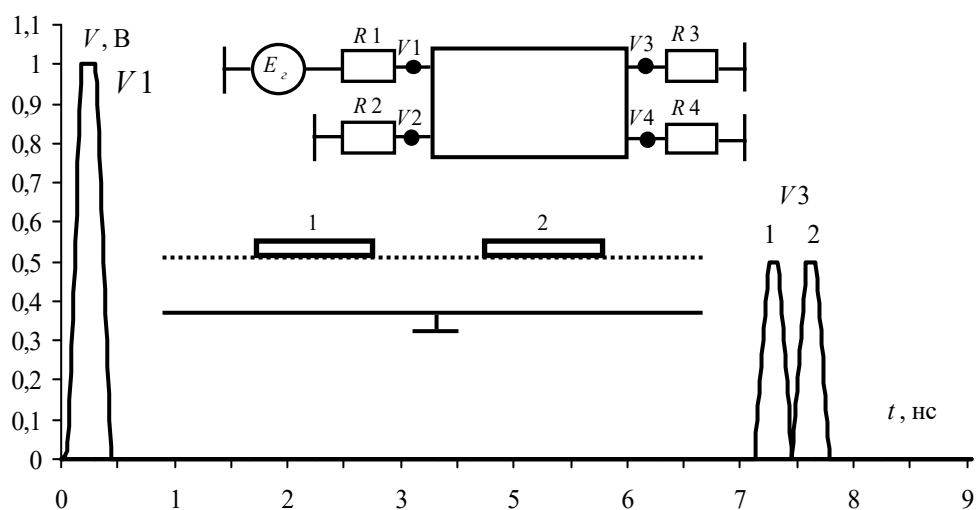


Рисунок 1.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

При этом амплитуда этих импульсов будет вдвое меньше, чем амплитуда импульса в начале отрезка (результаты вычислены для резисторов, обеспечивающих псевдосогласование).

Отметим, что амплитуда СКИ в зависимости от связи в линии может быть в два раза и более меньше исходной. Получено ослабление СКИ до 5 раз в структуре с лицевой связью в неоднородном диэлектрическом заполнении [55]. Это обеспечивается при условии равенства амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. Для выполнения такого условия нужно, чтобы сопротивления на концах отрезка были равны среднему геометрическому R волновых сопротивлений чётной Z_e и нечётной Z_o мод, т. е.

$$R = (Z_e Z_o)^{0,5}. \quad (1.3)$$

Модальная фильтрация СКИ, в отличие от традиционных средств защиты, тем эффективнее, чем короче СКИ. Однако она невозможна в однородном диэлектрическом заполнении и более эффективна при наличии диэлектриков с как можно большей диэлектрической проницаемостью, а также требует довольно большой длины МФ, что ограничивает ее использование. Отметим, что принципы реализации такой защиты могут быть весьма разнообразными, в том числе даже не требующими устройства защиты как такового, а использующими внутренние свойства уже существующих электрических соединений, например межсоединений печатных плат. Практическая реализация модальной фильтрации возможна на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

Комплекс результатов теоретических и экспериментальных исследований, которые подтверждают возможность модальной фильтрации в полосковых и кабельных структурах, обобщен в монографии Заболоцкого А. М. и Газизова Т. Р. [48]. Описывается её использование в гибких печатных кабелях бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов для обеспечения связи между блоками [56, 57]. Представлены результаты моделирования и измерений многопроводных МФ [58, 59]. Рассмотрен подход к проектированию печатных МФ с лицевой связью [60, 61]. За счёт зеркальной симметрии это позволило усовершенствовать структуры с модальной фильтрацией [62].

В паре связанных линий, закороченных на дальнем конце (виток меандровой линии или С-секция [26, 63]), импульсный сигнал также подвергается разложению из-за модальных искажений [50]. В такой структуре, помимо импульсов мод, за счёт сильной связи между проводниками может существовать перекрестная помеха, которая наводится на выход витка одновременно с началом распространения основного сигнала. Посредством выбора оптимальной связи это позволяет дополнительно ослабить амплитуду СКИ. Тогда в самом простом случае на выходе витка воздействие будет разложено на три основных составляющих (перекрестную помеху и импульсы чётной и нечётной мод) с равными и меньшими

(относительно исходной) амплитудами, что снизит степень воздействия СКИ на РЭС. Кроме того, преимуществами МЛ являются вдвое больший путь распространения сигнала и отсутствие пассивных проводников с резистивными нагрузками.

Прологом исследований модального разложения в МЛ стала выявленная возможность исключить влияние перекрестной помехи на искажение основного сигнала за счет выбора оптимальных длины витка и параметров его поперечного сечения [64, 65]. Для этого нужно минимизировать модальные искажения сигнала, обеспечив условие равенства погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод витка

$$\tau_e = \tau_o. \quad (1.4)$$

Это условие всегда выполняется в однородном диэлектрическом заполнении [66], а в неоднородном его выполнение возможно только за счет оптимизации параметров покрывающих диэлектрических слоёв, поскольку параметры основы и прокладочных слоёв часто имеют близкие значения. Для исключения влияния помехи на ближнем конце на форму сигнала нужно выбором длины полувитка l обеспечить задержку в витке, большую или равную сумме длительностей фронта t_r , плоской вершины t_d и спада t_f импульса [66]:

$$2\tau l \geq t_r + t_d + t_f, \quad (1.5)$$

где $\tau = \tau_e = \tau_o$ при выполнении условия (1.4).

Для демонстрации рассмотрен виток в неоднородном диэлектрическом заполнении с таким выбором параметров, что обеспечивается условие (1.5). Схема его соединений показана на рисунке 1.2.

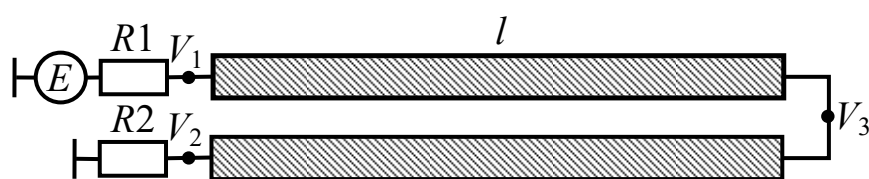


Рисунок 1.2 – Схема соединений исследуемой линии

Воздействие имеет форму трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностью 0,3 нс. Значения $R1$ и $R2$ соответствуют диагональным элементам матрицы импедансов Z .

Для доказательства, что при выполнении условия (1.5) импульс не будет искажаться перекрестной помехой, вычислен временной отклик схемы, представленной на рисунке 1.2. Кроме того, вычислены матрицы погонных коэффициентов электромагнитной L и электростатической C индукции:

$$L = \begin{bmatrix} 339,52 & 69,93 \\ 69,93 & 339,52 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}, \quad C = \begin{bmatrix} 112,38 & -23,20 \\ -23,20 & 112,38 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

На рисунке 1.3 приведены формы напряжения в начале V_1 и конце V_3 витка при $l = 12,5; 25; 50$ мм (импульсы в узле V_1 при разных длинах l накладываются друг на друга). При $l = 25; 50$ мм форма импульса не искажается (так как при длительности 0,3 нс условие выполняется, если $l \geq 24,8$ мм). Однако появляются импульсы перекрестной помехи (перед импульсом положительной полярности и после импульса отрицательной полярности).

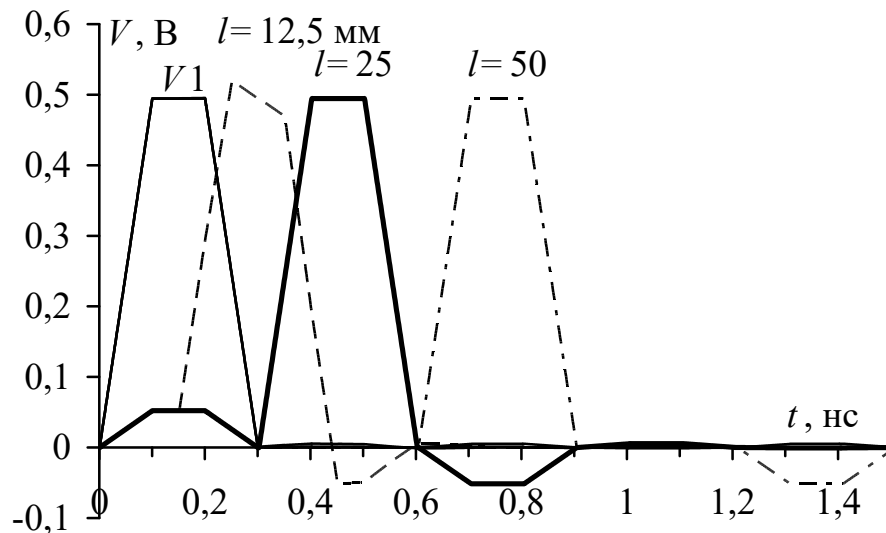
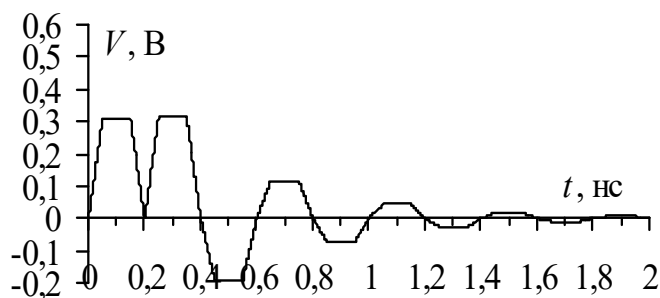


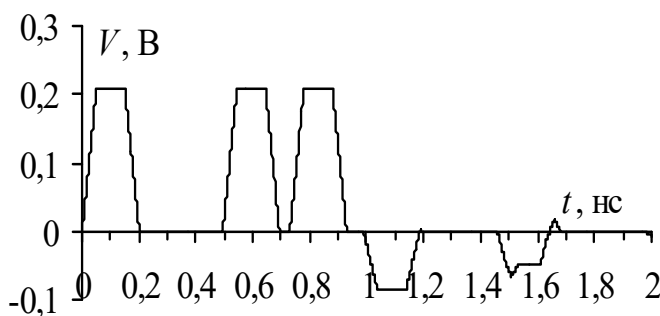
Рисунок 1.3 – Формы сигналов в начале и конце линии при разных длинах l

Затем в витке с воздушным диэлектрическим заполнением (скорости распространения мод равны) показана возможность выравнивания амплитуд 1-го и 2-го импульсов (перекрестной помехи

и основного сигнала) на выходе витка [67, 68]. Сначала за счет выполнения условия (1.5) обеспечивается приход основного импульса по окончании перекрестной помехи, а после вследствие сильной электромагнитной связи между торцами проводников происходит их выравнивание и достигается ослабление в 1,62 раза (рисунок 1.4,а).



а



б

Рисунок 1.4 – Формы сигналов в конце витка МЛ в воздухе (а) и на основе МПЛ (б) при выполнении условий разложения и оптимальной электромагнитной связи между проводниками

В витке меандровой микрополосковой линии (МПЛ) показана такая же возможность, но уже для трех импульсов (наводки и мод) [50, 69]. Сначала за счет условия (1.5) обеспечивается приход импульса основного сигнала по окончании наводки, а затем происходит разложение основного импульса на нечетную и четную моды. Условие такого разложения

$$t_r + t_d + t_f < 2l|\tau_e - \tau_0|. \quad (1.6)$$

При выполнении соотношения (1.5) условие (1.6) всегда выполняется. Тогда за счет сильной связи между торцами проводни-

ков витка обеспечивается выравнивание амплитуд уже трех импульсов разложения (рисунок 1.4,б) с ослаблением в 2,41 раза.

Выполнен широкий спектр исследований разложения СШП-воздействий в устройствах на основе витка МЛ. Проведен анализ влияния потерь в проводниках витка воздушной линии [70], а также в проводниках и диэлектрике витка на основе МПЛ [71]. Выявлено, что влияние потерь позволяет обеспечить оптимальную связь между проводниками витка при большем значении разноса между ними, что упрощает практическую реализацию устройств защиты. Результаты комплекса исследований витка меандровой МПЛ опубликованы в ведущем мировом журнале [50]. В ней на практике доказана возможность защиты РЭС от СКИ за счет использования модальных искажений в витке МЛ. Выполнены исследования витка на основе МПЛ, свернутого в меандр из 19 полувитков со слабой связью для возможности размещения на заданной площади платы [72]. Сравнение временных откликов, полученных разными методами, показало, что на практике ослабление СКИ может быть существенней из-за более строгого влияния потерь и отражений, что необходимо учитывать при проектировании [72].

1.3 Анализ полосковых устройств

1.3.1 Общие подходы к анализу распространения электрических сигналов

Для расчета радиотехнических характеристик полосковых устройств прибегают к математическому моделированию, для которого в общем случае решают уравнения Максвелла во временной или частотной области [74]. При этом требуется задание граничных (или начальных) условий, описание формы (геометрических параметров) и свойств (электрических параметров) расчетной области, выбор метода решения (аналитического, численного) и переход от уравнений Максвелла (при необходимости) к уравнениям вида, пригодного для выбранного метода решения (Пуассона, волновое). После того как сформированы все исходные

данные, выполняется дискретизация границы структуры и с помощью замены непрерывных функций их дискретными аналогами осуществляется переход от функциональных уравнений к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Далее решается СЛАУ с помощью прямых или итерационных методов [75], а на основе её решения находят характеристики исследуемого объекта.

Математическое моделирование позволяет эффективно использовать достижения вычислительной техники [76, 77]. До появления производительных вычислительных станций исследователи были вынуждены применять и разрабатывать аналитические решения с помощью методов разделения переменных, конформных отображений и прочих, которые пригодны, как правило, для задач с относительно простой геометрией [78–81]. В противовес аналитическим использование численных методов не зависит от геометрии задачи и они могут применяться, когда аналитическое решение недоступно [82]. Прорыв в разработке высокопроизводительных вычислительных станций и систем послужил широкому использованию численных методов. Тем не менее разработка новых аналитических методов также актуальна [83, 84]. Так, аналитические выражения часто используются для проверки (валидации) результатов моделирования с помощью численных методов [85]. Численные методы применяются для моделирования в частотной и временной областях. В квазистатическом приближении они интерпретируются как методы в частотной области с нулевой частотой $\omega = 0$ или как методы во временной области с $\partial/\partial t = 0$ [83, 86]. Общее рассмотрение эволюции численных методов выполнено в [87], где также сделана попытка предсказать тенденции их дальнейшего развития.

При проектировании полосковых устройств защиты, основанных на явлении модального разложения сигнала во временной области, главным этапом является вычисление временного отклика. Часто для этого применяют квазистатический или электродинамический подход. При квазистатическом подходе делается допущение, что в линии распространяется только поперечная волна (Т-волна) [88]. В результате такого допущения вместо уравнений Максвелла необходимо решение уравнения Пуассона. Тогда зада-

ча моделирования сводится к нахождению матриц первичных погонных параметров \mathbf{R} (Ом/м), \mathbf{L} (Гн/м), \mathbf{C} (Ф/м) и \mathbf{G} (См/м) или кратко \mathbf{RLCG} -параметров. На их основе вычисляется отклик структуры конечной длины dx с помощью телеграфных уравнений. Когда потери в проводниках и диэлектрике не учитываются, вычисляются только матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Преимуществом такого подхода являются малые вычислительные затраты на моделирование при незначительной потере точности. В системах компьютерного моделирования для квазистатического анализа зачастую применяют метод моментов (МоМ), зарекомендовавший себя для решения задач электромагнитного поля [89]. Электродинамический подход позволяет учитывать все типы волн [90]. Он универсален и пригоден для моделирования произвольной геометрии, но вычислительные затраты оказываются высокими даже для относительно простых конфигураций. Наиболее распространенными численными методами, применяемыми в пакетах электродинамического моделирования, являются метод конечных разностей во временной области (FDTD) [91] и метод конечных элементов (FEM) [92]. Примечательно, что в ряде частных случаев для анализа полосковых структур и устройств на их основе применимы и простые аналитические модели. Например, известно использование моделей, представленных в [93], для анализа временного отклика витка МЛ с симметричным поперечным сечением [94]. Получены условия равенства амплитуд импульсов разложения на выходе витка МЛ для трех случаев разложения [95]. Аналогично могут быть получены модели временного отклика других устройств.

1.3.2 Модели временного отклика связанных линий передачи

Вычисление временного отклика численными методами является ключевым подходом при моделировании. Однако часто для первичных оценок формы, амплитуды и задержки сигнала в связанных линиях применимы аналитические модели, не требующие больших вычислительных затрат. Поэтому внимания заслуживают

работы, посвященные аналитическим моделям для вычисления и анализа временного отклика в связанных линиях передачи.

Сначала отметим классические работы. В [96] впервые показан подход, как использовать матричную алгебру для решения задачи анализа многопроводных линий передачи (МПЛП). В [97] приведен вывод телеграфных уравнений для МПЛП, а в [98] представлен анализ временного отклика МПЛП без потерь с учетом слабой связи между проводниками и введено понятие эквивалентной схемы МПЛП. В [99] с помощью матричного анализа изложена теория распространения волн в МПЛП без потерь в неоднородном диэлектрике.

Быстрый метод моделирования одиночных и связанных линий передачи с учетом частотной зависимости потерь представлен в [100]. Он основан на использовании массива откликов на воздействие треугольной формы. В [101] представлены аналитические выражения в частотной области для отклика одиночных и связанных линий передачи на воздействие с применением обратного преобразования Лапласа (ОПЛ) для перехода из частотной области во временную. Продолжением этих исследований является работа [102], в которой также представлены модели в замкнутой форме для вычисления отклика, но уже с учетом потерь.

В [103] рассматривается метод вывода уравнений для однородной МПЛП и метод определения параметров отрезка линии передачи в матричном виде. В [104] приведены уравнения для трехпроводной линии передачи без потерь в однородной среде. Они предназначены для расчета формы напряжения помех на концах отрезка и являются довольно точными. Выражения примечательны тем, что позволяют оценить влияние различных параметров линии на форму перекрестных наводок и подбором параметров добиться желаемого уровня наводки. Следует отметить результаты работы [105], где во временной области исследованы уравнения для линии в неоднородной среде без потерь со слабой связью. Интерес вызывает и публикация, посвящённая вычислению временного отклика МПЛП [106]. В ней описываются и сравниваются методы расчета отклика линий, основанные на использовании известных принципов теории цепей. Ряд работ посвящен

вычислению отклика в линии с учётом дисперсии. В [107] исследуется дисперсия многопроводных МПЛ с помощью метода Галеркина. В [108] приведена вычислительная модель, основанная на полноволновом анализе, для вычисления временного отклика МПЛП с учётом дисперсии. Модель учитывает все компоненты поля и удовлетворяет всем требуемым граничным условиям. В [109] с помощью полноволнового анализа рассмотрены взаимодействия линий в быстродействующих межсоединениях интегральных схем (ИС).

Существенным вкладом в анализ МПЛП, подводящим некий итог более ранним работам, стала монография [110], в которой, наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением, рассмотрена квази-ТЕМ-теория для расчёта отклика МПЛП с потерями в неоднородном диэлектрическом заполнении. В её последней главе на двух простых примерах линий передачи показаны пределы точности квазистатических аппроксимаций. В [111] рассматривается обобщенная неоднородная экранированная МПЛП, а также выводятся некоторые свойства квази-ТЕМ-мод, распространяющихся в ней. В [112] теория для квази-ТЕМ-мод, распространяющихся в поперечно-неоднородной, продольно-регулярной линии передачи, прежде полученная для гармонических волн, выводится для переходных сигналов.

Также необходимо отметить активную работу исследователей в области разработки новых подходов к анализу перекрестных помех в МПЛП. В [113] авторы рассматривают два подхода для их анализа, один из которых основан на FDTD для моделирования двухпроводной МПЛ с учетом окончаний и параметров источника, а вторым является классический схемотехнический метод. Метод модального анализа для связанных дифференциальных МПЛ детально описан в [114], где выведены аналитические выражения, основанные на модальном разложении и функции Грина на дальнем конце с учетом как синфазного, так и дифференциального режима. В [115] выполнен анализ пары связанных линий во временной области. Он основан на телеграфных уравнениях для анализа пары связанных параллельных линий, а решение уравнений получают за счёт метода преобразования мод и ОПЛ для перехода во

временную область. Также стоит отметить исследования, внесшие существенный вклад в разработку аналитических подходов к оценке перекрестных помех в МПЛП. Например, в [116] предложен подход к анализу межсоединений высокоскоростных ИС, интегральных модулей и плат. Метод применим к общей задаче анализа МПЛП с учетом потерь и дисперсии и с произвольными сопротивлениями на концах МПЛП. Разработан подход к оценке перекрестных помех и анализу переходных процессов в межсоединениях высокоскоростных ИС (когда они представляются как МПЛП) [117]. В [118] рассмотрены перекрестные помехи в МПЛП без потерь, а также представлены выражения, определяющие передаточные функции напряжения и тока, формы колебаний в МПЛП с произвольными окончаниями. Близкой является работа других исследователей, предлагающих подход к определению перекрестных помех в МПЛП на основе модального анализа [119]. На примере нескольких конфигураций полосковых структур показано хорошее совпадение результатов такого аналитического подхода и Spice-моделирования.

Существенный вклад в исследование МПЛП внесли отечественные учёные. Важный для теории МПЛП вывод телеграфных уравнений из уравнений Максвелла представлен в работах [120, 121]. Исследования МПЛП развивались прежде всего применительно к созданию СВЧ-устройств: на основе планарных многопроводных линий [121, 122]; с применением более сложных многопроводных полосковых структур разной физической длины в области связи [123]; с использованием возможности контроля распространения волн в объёмных структурах [124]. Также исследовались межсоединения быстродействующих ИС: для случая одиночных линий с распределёнными по длине нагрузками [125]; для пары связанных линий [126]; для МПЛП в однородной [127] и неоднородной [128] диэлектрической среде.

1.3.3 Вычисление перекрестных помех в многопроводных линиях передачи на основе модального анализа сигнала во временной области

Для разработки аналитических моделей вычисления временного отклика полосковых устройств защиты применим метод расчета перекрестных помех в МПЛП [119]. Он заключается в аналитическом представлении сигнала в любом узле отрезка МПЛП (рисунок 1.5) в виде падающих и отраженных волн для каждой из N мод (по количеству проводников МПЛП, не считая опорного). Кратко рассмотрим особенности этого метода.

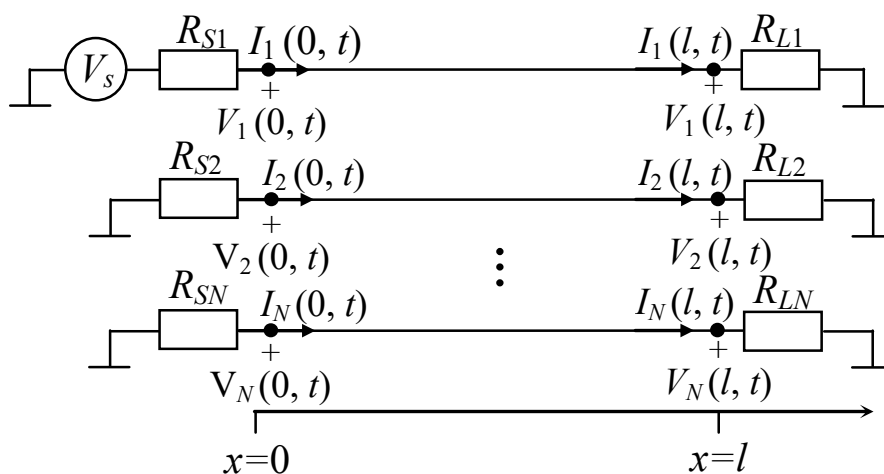


Рисунок 1.5 – Представление отрезка МПЛП
из N проводников длиной l

Электрические процессы в отрезке МПЛП без потерь описываются телеграфными уравнениями, которые в частотной области имеют вид [129]

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{v}(x, s) = s \mathbf{L} \mathbf{i}(x, s), \quad (1.7)$$

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{i}(x, s) = s \mathbf{C} \mathbf{v}(x, s), \quad (1.8)$$

где \mathbf{L} и \mathbf{C} – матрицы коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции соответственно; s – комплексная угловая частота; \mathbf{v} и \mathbf{i} – векторы напряжений и токов в линии:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix}. \quad (1.9)$$

Эти векторы можно выразить через векторы модальных напряжений и токов \mathbf{v}_m и \mathbf{i}_m , используя матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I :

$$\mathbf{v}(x, s) = \mathbf{T}_V \mathbf{v}_m(x, s); \quad (1.10)$$

$$\mathbf{i}(x, s) = \mathbf{T}_I \mathbf{i}_m(x, s). \quad (1.11)$$

Существуют различные способы нахождения матриц \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I , но зачастую применяется метод, основанный на вычислении собственных векторов из произведения матриц $\mathbf{L}\mathbf{C}$ и $\mathbf{C}\mathbf{L}$ соответственно. Однако этот метод не позволяет интуитивно понять физический смысл преобразования векторов линейных напряжений и токов \mathbf{v} и \mathbf{i} МПЛП в векторы модальных напряжений и токов \mathbf{v}_m и \mathbf{i}_m . При переходе к модальным векторам телеграфные уравнения (1.7) и (1.8) записываются как

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{v}_m(x, s) = s \mathbf{L}_m \mathbf{i}_m(x, s), \quad (1.12)$$

$$-\frac{d}{dx} \mathbf{i}_m(x, s) = s \mathbf{C}_m \mathbf{v}_m(x, s), \quad (1.13)$$

где [130]

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I; \quad \mathbf{C}_m = \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V. \quad (1.14)$$

Телеграфные уравнения для модальных векторов напряжений и токов схожи с уравнениями для линейных напряжений и токов отрезка одиночной линии передачи, поэтому характеристические импедансы мод определяются на основе матриц \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m как [130]

$$z_{cmi} = \sqrt{\frac{l_{mi}}{c_{mi}}}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (1.15)$$

а скорость их распространения –

$$v_{cmi} = \frac{1}{\sqrt{l_{mi}c_{mi}}}, \quad (1.16)$$

где матрицы \mathbf{L}_m и \mathbf{C}_m – диагонализированные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} , имеющие вид

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} l_{m1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & l_{m2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & l_{mn} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} c_{m1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_{m2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & c_{mn} \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Общие решения уравнений (1.12) и (1.13) относительно модальных компонентов записываются в виде [119]

$$\mathbf{v}_m(x, s) = \mathbf{v}_m^+ e^{-sx/vm} + \mathbf{v}_m^- e^{sx/vm}, \quad (1.18)$$

$$\mathbf{i}_m(x, s) = \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \left(\mathbf{v}_m^+ e^{-sx/vm} - \mathbf{v}_m^- e^{sx/vm} \right), \quad (1.19)$$

где \mathbf{v}_m^+ и \mathbf{v}_m^- – искомые векторы.

Верхний индекс «+» введен для обозначения падающей волны, которая распространяется вдоль проводника в положительном направлении оси x , а «-» – для отраженной в отрицательном. Для вычисления искомых векторов рассмотрены граничные условия на концах МПЛП при $x = 0$ и $x = l$. На основе теоремы Тевенина напряжения на концах отрезка МПЛП записываются в виде

$$\mathbf{v}(0, s) + \mathbf{R}_S \mathbf{i}(0, s) = \mathbf{v}_S, \quad (1.20)$$

$$\mathbf{v}(l, s) + \mathbf{R}_L \mathbf{i}(l, s) = \mathbf{v}_L, \quad (1.21)$$

где \mathbf{v}_S и \mathbf{v}_L – векторы, содержащие независимые источники тока и напряжения на ближнем ($x = 0$) и дальнем ($x = l$) концах отрезка МПЛП; \mathbf{R}_S и \mathbf{R}_L – матрицы сопротивлений на тех же концах.

Выражения (1.20) и (1.21) можно записать через векторы модальных напряжений и токов:

$$\mathbf{v}_m(0, s) + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{i}_m(0, s) = \mathbf{v}_{Sm}, \quad (1.22)$$

$$\mathbf{v}_m(l, s) + \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{i}_m(l, s) = \mathbf{v}_{Lm}, \quad (1.23)$$

где

$$\mathbf{v}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S, \quad \mathbf{v}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_L, \quad (1.24)$$

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I. \quad (1.25)$$

Определяя выражения (1.18) и (1.19) в точках $x = 0$ и $x = l$, а затем подставляя результат в уравнения (1.22) и (1.23), получим матричное уравнение [119]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} & \mathbf{E} - \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \\ \left(\mathbf{E} - \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \right) e^{-\frac{sl}{vm}} & \left(\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \right) e^{-\frac{sl}{vm}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_m^+ \\ \mathbf{v}_m^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{Sm} & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_{Lm} \end{bmatrix}, \quad (1.26)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица порядка N .

После решения системы (1.26) относительно векторов \mathbf{v}_m^+ и \mathbf{v}_m^- векторы модальных напряжений \mathbf{v}_m и токов \mathbf{i}_m в произвольной точке x отрезка МПЛП получают путем подстановки вычисленных векторов в выражения (1.18) и (1.19).

Отметим, что решение уравнения (1.26) во временной области для случая $N = 2$ может быть легко получено с помощью обратного преобразования Лапласа, т. е. в частотной области [131]. Однако решение для МПЛП оказывается весьма трудоемким. Поэтому предложен подход, основанный на применении источников изначально падающих мод и набора коэффициентов отражения, которые получают с помощью модального анализа [119]. Тогда источник изначально падающих мод \mathbf{V}_{0m} в начале отрезка ($x = 0$) может быть определен из системы (1.26) при условии, что МПЛП имеет бесконечную длину:

$$\mathbf{v}_{0m} = \left(\mathbf{E} + \mathbf{R}_{sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{v}_{Sm}. \quad (1.27)$$

Аналогично можно найти источник изначально падающих мод в конце отрезка ($x = l$). Если окончания МПЛП описываются матрицей сопротивлений \mathbf{R} , то в произвольной точке (без учета задержки) векторы напряжений и токов связаны соотношением $\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i}$. При замене линейных векторов напряжений и токов модальными векторами получим

$$\left(\mathbf{v}_m^+ + \mathbf{v}_m^-\right) = \mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \left(\mathbf{v}_m^+ - \mathbf{v}_m^-\right), \quad (1.28)$$

где \mathbf{R}_m – матрица модальных сопротивлений.

Преобразование выражения(1.28) дает

$$\mathbf{v}_m^- = \left(\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E}\right)^{-1} \left(\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}\right) \mathbf{v}_m^+. \quad (1.29)$$

Тогда коэффициенты отражения мод записываются как

$$\Gamma_m = \left(\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E}\right)^{-1} \left(\mathbf{R}_m \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}\right). \quad (1.30)$$

Таким образом, с помощью описанного подхода на основе модального анализа и теории линейной алгебры могут быть разработаны аналитические модели временного отклика на концах плосковых устройств с модальными явлениями. Кроме того, такой подход применим для оценки пиковой амплитуды каждого из импульсов разложения мод по отдельности.

1.3.4 Метод оценки сверхширокополосных помех на выходе устройств защиты

Для описания параметров СШП-помех могут использоваться N -нормы, которые предложены для определения пределов восприимчивости оборудования к воздействию СШП-помех [132] (таблица 1.1 [133]).

N -нормы применимы также для определения уязвимых мест электрических цепей и даже отдельных устройств [133]. Это можно сделать, представив исследуемый объект в виде схемы с распределенными параметрами вместе с вычислением значений N -норм. Особый интерес к N -нормам заключается в том, что их можно использовать для описания влияния электромагнитного поля на электронные системы. Расчет N -норм основан на применении математических операторов к форме сигнала.

Таким образом, N -нормы предназначены для оценки характеристик СШП-воздействия на выходе устройства защиты, что позволяет количественно рассчитать эффективность применяемых для защиты решений.

Таблица 1.1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий

Норма	Название	Применение
$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right $	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$N_4 = \int_0^{\infty} U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^{\infty} U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента
$U(t)$ – форма напряжения помехового воздействия		

1.4 Постановка цели и задач исследования

Из представленного обзора публикаций следует, что стремительное развитие РЭС сделало их не только компактными и функциональными, но и подверженными ЭМВ разной природы. Спектр возможных форм ЭМВ довольно широк, но типовыми формами, применяемыми для тестирования работы РЭС на устойчивость к ЭМВ, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов. Из-за широкого спектра и высокой мощности наиболее опасны импульсные СШП-воздействия наносекундной и субнаносекундной длительности (или СКИ). В связи с развитием технологий генерации мощных СКИ возрастает опасность ПД ЭМВ на РЭС стратегически важных объектов инфраструктуры. Поэтому актуальность построения комплексной и эффективной защиты РЭС таких объектов от ЭМВ, в частности от СКИ, на современном этапе лишь возрастает.

Для защиты от ЭМВ применяются разнообразные схемотехнические средства, к которым относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничивающие, развязывающие и газоразрядные устройства. Каждое из решений обладает своими достоинствами и недостатками, однако особый интерес представляют ЕМІ-фильтры и полосковые устройства фильтрации, интегрированные в структуру печатной платы. Среди полосковых устройств защиты примечательны МФ и виток МЛ, основанные на явлении модального разложения сигнала. Их преимуществом по сравнению со многими традиционными решениями являются низкая стоимость, высокая надежность и простота. Несмотря на широту исследований таких устройств часть вопросов по-прежнему остается открытой.

Для анализа полосковых структур и устройств на их основе применяются разнообразные подходы. Электродинамическое моделирование является точным, но затраты вычислительных ресурсов часто оказываются высокими. Квазистатическое моделирование менее точно, поскольку не учитывает распространение высших типов волн, но и вычислительные затраты существенно ниже. Для частных случаев существуют аналитические решения, позволяющие выполнять анализ распространения воздействий в полосковых структурах и устройствах на их основе, а также оценивать амплитуду составляющих сигнала без вычисления отклика как такового. Один из подходов основан на модальном анализе. Известно его применение для получения модели временного отклика на пассивном проводнике двухпроводной линии, а также для вычисления формы перекрестных помех на пассивных проводниках двух- и трехпроводной линии передачи и в витке МЛ. Однако рассмотрен отклик лишь симметричных линий на воздействие ступенчатым сигналом. Между тем применение подхода для получения моделей отклика устройств с модальными явлениями (МФ и МЛ) и произвольным поперечным сечением неизвестно.

Цель настоящего исследования – разработать аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями и продемонстрировать их применимость для

анализа распространения помеховых воздействий. В связи с этим необходимо решить следующие **задачи**:

1) разработать комплекс аналитических моделей для анализа полосковых структур с модальными явлениями и выполнить их верификацию;

2) исследовать распространение помеховых воздействий в полосковых устройствах с модальными явлениями с помощью разработанных моделей.