

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 радиоэлектрони-
ки, 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, контролирующих 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).

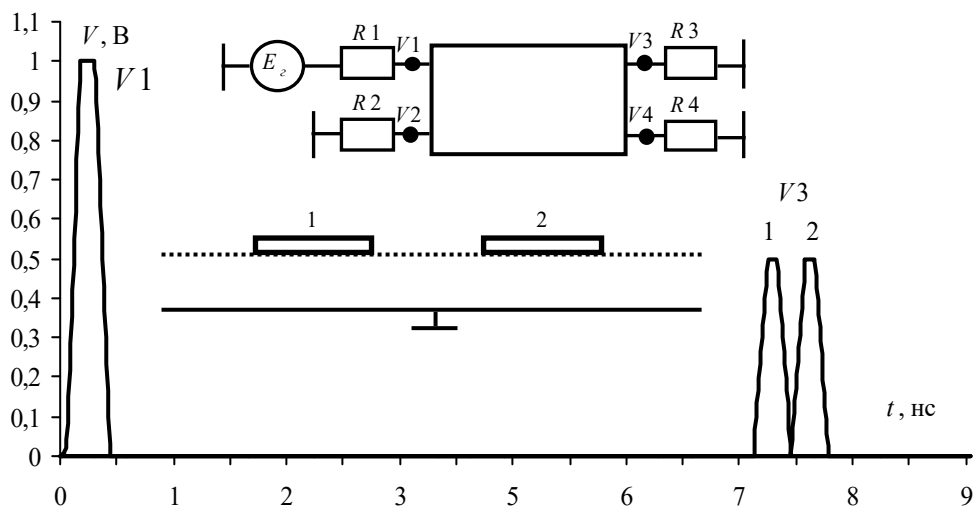


Рисунок 1.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

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.

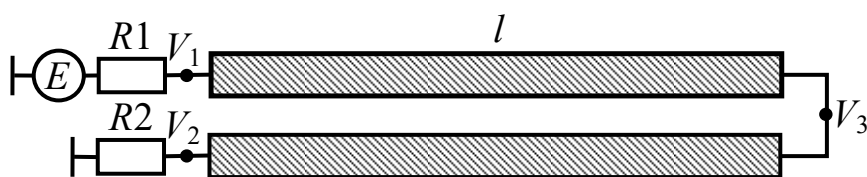


Рисунок 1.2 – Схема соединений исследуемой линии

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:

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

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).

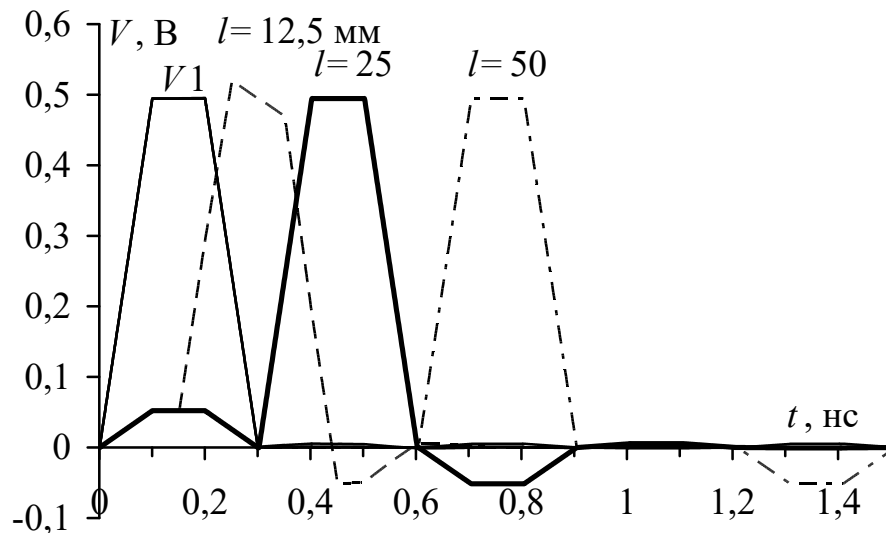


Рисунок 1.3 – Формы сигналов в начале и конце линии при разных длинах l

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).

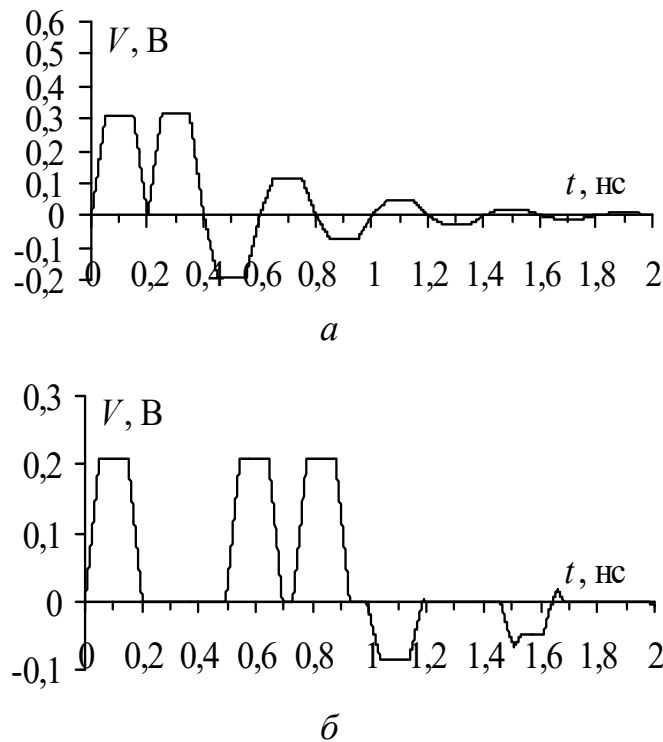


Рисунок 1.4 – Формы сигналов в конце витка МЛ в воздухе (а) и на основе МПЛ (б) при выполнении условий разложения и оптимальной электромагнитной связи между проводниками

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 **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 взаимовлияния 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 МПЛ 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.

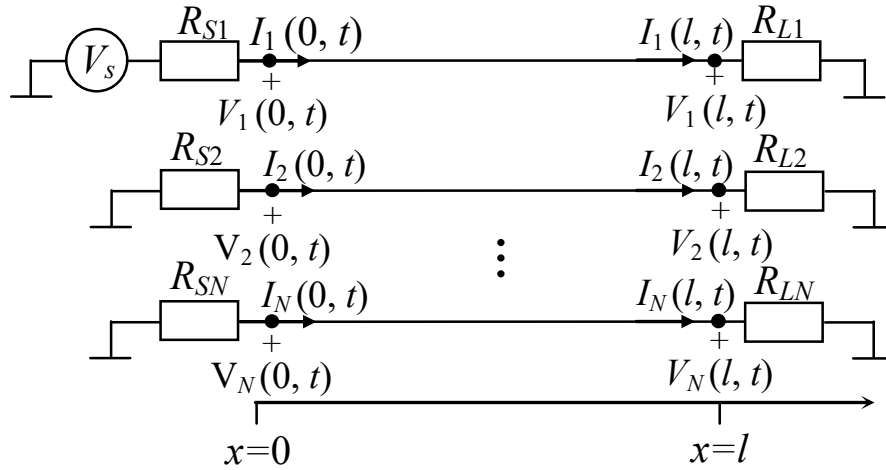


Рисунок 1.5 – Представление отрезка МПЛП
из N проводников длиной l

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 полосковых 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.

2 РАЗРАБОТКА И ВЕРИФИКАЦИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ

2.1 Разработка аналитических моделей временного отклика

2.1.1 Двухпроводный модальный фильтр

На основе подхода к вычислению формы напряжения на концах МПЛП, изложенного в п. 1.3.3, разработаны модели для вычисления временного отклика на концах двухпроводного МФ длиной l произвольного поперечного сечения (рисунок 2.1) [134].

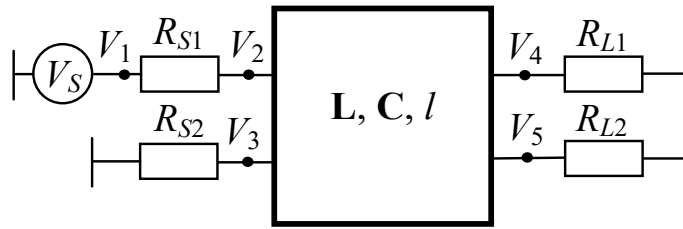


Рисунок 2.1 – Схема соединений
двухпроводного модального фильтра

В рассматриваемом случае вектор источников напряжения $\mathbf{v}_S$ и матрицы сопротивлений в начале $\mathbf{R}_S$ и конце $\mathbf{R}_L$ МФ задаются как

$$\mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_S(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 \\ 0 & R_{S2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

где $V_S(t)$ – форма напряжения электродвижущей силы источника.

Следующим шагом получим матрицы преобразования мод $\mathbf{T}_V$, $\mathbf{T}_I$. Эти матрицы вычисляются из собственных векторов матриц $\mathbf{LC}$ и $\mathbf{CL}$ и в общем случае имеют вид

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Vc,1} & T_{Vd,1} \\ T_{Vc,2} & T_{Vd,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ic,1} & T_{Id,1} \\ T_{Ic,2} & T_{Id,2} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Поскольку рассматривается МФ с произвольным поперечным сечением, то индексы c и d обозначают его синфазную и дифференциальную моды. (В случае симметричного поперечного сечения эти индексы можно заменить на e и o , поскольку в такой структуре будут распространяться чётная и нечётная моды.) Тогда вектор модальных источников $\mathbf{v}_{Sm}$ с учетом матриц (1.10) запишется как

$$\mathbf{v}_{Sm}(t) = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_{Sc}(t) \\ V_{Sd}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

а матрицы модальных импедансов $\mathbf{R}_m$ на ближнем (нижний индекс S) и дальнем (нижний индекс L) концах МФ аналогично выражению (1.25) соответственно будут иметь вид

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{Sm} &= \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Scc} & R_{Scd} \\ R_{Sdc} & R_{Sdd} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R}_{Lm} &= \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Lcc} & R_{Lcd} \\ R_{Ldc} & R_{Ldd} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Вектор источников изначально падающих мод представим согласно выражению (1.27):

$$\mathbf{v}_{0m}(t) = \left(\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{v}_{Sm}(t) = \begin{bmatrix} V_{0c}(t) \\ V_{0d}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

а матрицы коэффициентов отражения на концах МФ – согласно выражению (1.30):

$$\mathbf{\Gamma}_{Sm} = \left(\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \right) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Scc} & \Gamma_{Scd} \\ \Gamma_{Sdc} & \Gamma_{Sdd} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{Lm} = \left(\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \right) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Lcc} & \Gamma_{Lcd} \\ \Gamma_{Ldc} & \Gamma_{Ldd} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Для получения моделей вычисления временного отклика рассмотрим схему распространения изначально падающих мод в двухпроводном МФ (рисунок 2.2). На схеме V_{0c}, V_{0d} – компоненты векторов источников падающих синфазной и дифференциальной

мод, вычисленные по формуле (2.5), T_c , T_d – времена их распространения (задержки); Z_c , Z_d – их характеристические импедансы; Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} , Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – коэффициенты отражения, определяемые по формулам (2.6) и (2.7). Отметим, что коэффициенты Γ_{Scc} , Γ_{Sdd} , Γ_{Lcc} и Γ_{Ldd} характеризуют отражение изначально падающих мод от окончаний МФ одного режима, а Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} – преобразование из одного режима в другой.

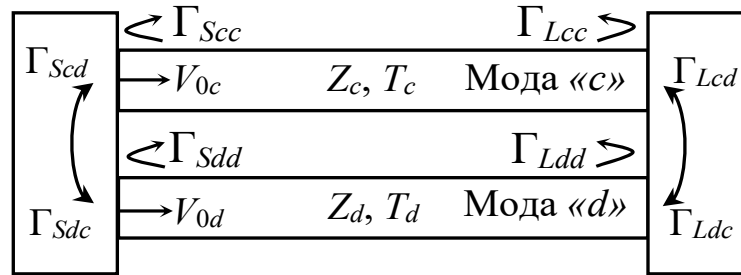


Рисунок 2.2 – Схема распространения изначально падающих мод, их параметры и коэффициенты отражения на концах двухпроводного модального фильтра

На основе этой схемы строятся диаграммы распространения мод двухпроводного МФ (рисунок 2.3). На диаграмме черным цветом отмечено распространение компонентов синфазной моды, а серым – дифференциальной. Пунктиром выделены компоненты, сменившие режим распространения

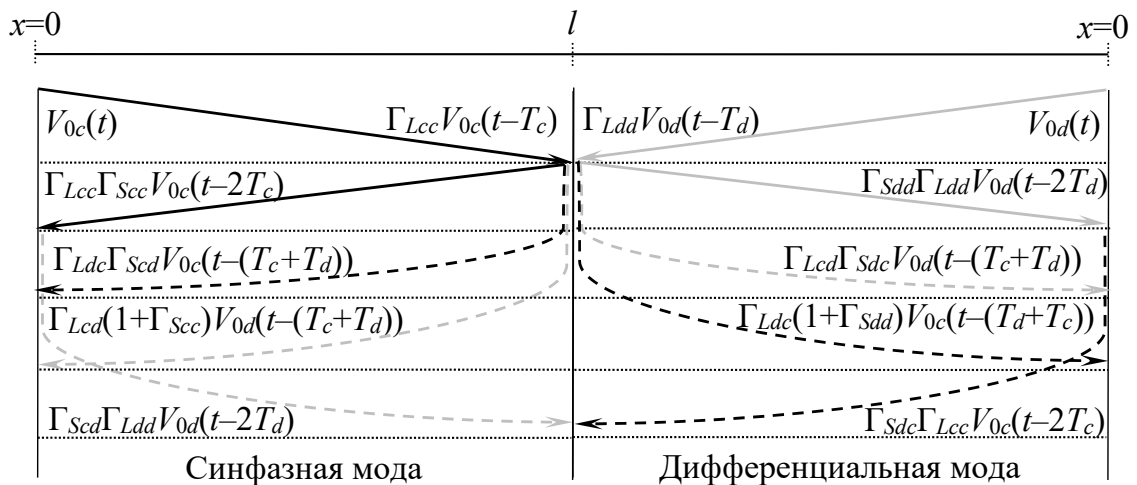


Рисунок 2.3 – Диаграмма распространения мод в двухпроводном модальном фильтре

На основе диаграммы, выражений (2.3)–(2.7) и обратного преобразования Лапласа получим модели первых двух компонентов временного отклика для синфазной и дифференциальной мод на ближнем конце МФ ($x = 0$):

$$\begin{aligned} V_c(0, t) = & V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Scd}\Gamma_{Ldd}V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \\ & + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} V_d(0, t) = & V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \\ & + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \\ & + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (2.9)$$

на дальнем конце МФ ($x = l$):

$$V_c(l, t) = (1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d), \quad (2.10)$$

$$V_d(l, t) = (1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c). \quad (2.11)$$

Используя выражения (2.8)–(2.11) и с учётом матриц (2.2) запишем модели отклика на ближнем конце активного (узел V_2) и пассивного (узел V_3) проводников:

$$\begin{aligned} V_2(0, t) = & T_{Vc,1}V_c(0, t) + T_{Vd,1}V_d(0, t) = \\ = & T_{Vc,1} \left(V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\ & + T_{Vd,1} \left(V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right), \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} V_3(0, t) = & T_{Vc,2}V_c(0, t) + T_{Vd,2}V_d(0, t) = \\ = & T_{Vc,2} \left(V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\ & + T_{Vd,2} \left(V_{0d}(t) + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\ & \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right), \end{aligned} \quad (2.13)$$

а также на их дальних концах (узлы V_4 и V_5 соответственно):

$$\begin{aligned} V_4(l, t) &= T_{Vc,1}V_c(l, t) + T_{Vd,1}V_d(l, t) = \\ &= T_{Vc,1} \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d) \right] + \\ &+ T_{Vd,1} \left[(1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c) \right], \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} V_5(l, t) &= T_{Vc,2}V_c(l, t) + T_{Vd,2}V_d(l, t) = \\ &= T_{Vc,2} \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcd}V_{0d}(t - T_d) \right] + \\ &+ T_{Vd,2} \left[(1 + \Gamma_{Ldd})V_{0d}(t - T_d) + \Gamma_{Ldc}V_{0c}(t - T_c) \right], \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $T_{Vc,1}$, $T_{Vd,1}$ и $T_{Vc,2}$, $T_{Vd,2}$ – коэффициенты матрицы преобразования мод (2.2); Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} – коэффициенты отражения мод на ближнем конце МФ (2.6), а Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – на дальнем (2.7).

Разработанные аналитические модели временного отклика двухпроводного МФ отличаются возможностью учёта асимметрии его поперечного сечения и позволяют вычислить форму напряжения при воздействии произвольной формы на ближнем и дальнем концах активного и пассивного проводников МФ с произвольными окончаниями. Их ограничением является возможность учёта лишь одиночного прохода воздействия от начала к концу МФ и обратно.

2.1.2 Трехпроводный модальный фильтр

В структуре МПЛП, состоящей из N проводников (не считая опорного), распространяется N мод и каждая из них характеризуется своими скоростью распространения и импедансом [135]. Тогда в трехпроводном МФ (рисунок 2.4) распространяются три моды (для ясности обозначим первую, вторую и третью моды через индексы a , b и c). На основе подхода, рассмотренного в п. 1.3.3, получим модели для вычисления отклика на концах МФ [136].

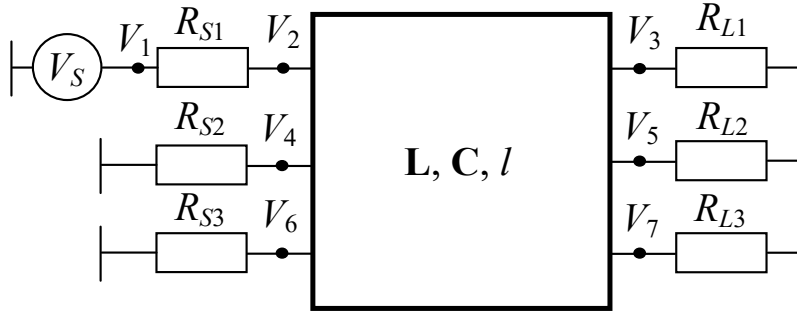


Рисунок 2.4 – Схема соединений
трехпроводного модального фильтра

Матрицы преобразования мод $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$ для такого МФ имеют вид

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Va,1} & T_{Va,2} & T_{Va,3} \\ T_{Vb,1} & T_{Vb,2} & T_{Vb,3} \\ T_{Vc,1} & T_{Vc,2} & T_{Vc,3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ia,1} & T_{Ia,2} & T_{Ia,3} \\ T_{Ib,1} & T_{Ib,2} & T_{Ib,3} \\ T_{Ic,1} & T_{Ic,2} & T_{Ic,3} \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

а вектор источников напряжения $\mathbf{v}_S(t)$ и матрицы $\mathbf{R}_S$ и $\mathbf{R}_L$ на концах МФ –

$$\mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_S(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{L3} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Тогда векторы модальных источников $\mathbf{v}_{Sm}(t)$ и источников изначально падающих мод $\mathbf{v}_{0m}(t)$ записываются как

$$\mathbf{v}_{Sm}(t) = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}_S(t) = \begin{bmatrix} V_{Sa}(t) \\ V_{Sb}(t) \\ V_{Sc}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{v}_{0m}(t) = \left(\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{v}_{Sm}(t) = \begin{bmatrix} V_{0a}(t) \\ V_{0b}(t) \\ V_{0c}(t) \end{bmatrix},$$

а матрицы модальных импедансов $\mathbf{R}_{Sm}$ и $\mathbf{R}_{Lm}$ –

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Saa} & R_{Sab} & R_{Sac} \\ R_{Sba} & R_{Sbb} & R_{Sbc} \\ R_{Sca} & R_{Scb} & R_{Scc} \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

$$\mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Laa} & R_{Lab} & R_{Lac} \\ R_{Lba} & R_{Lbb} & R_{Lbc} \\ R_{Lca} & R_{Lcb} & R_{Lcc} \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Матрицы коэффициентов отражения мод Γ_{Sm} и Γ_{Lm} на концах МФ с учётом выражений (2.19) и (2.20) рассчитываются по формулам

$$\Gamma_{Sm} = \left(\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \right) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Saa} & \Gamma_{Sab} & \Gamma_{Sac} \\ \Gamma_{Sba} & \Gamma_{Sbb} & \Gamma_{Sbc} \\ \Gamma_{Sca} & \Gamma_{Scb} & \Gamma_{Scc} \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{Lm} = \left(\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E} \right) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Laa} & \Gamma_{Lab} & \Gamma_{Lac} \\ \Gamma_{Lba} & \Gamma_{Lbb} & \Gamma_{Lbc} \\ \Gamma_{Lca} & \Gamma_{Lcb} & \Gamma_{Lcc} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Для получения моделей вычисления временного отклика по аналогии с двухпроводным МФ (см. п. 2.1.1) составим схему распространения изначально падающих мод в трехпроводном МФ (рисунок 2.5).

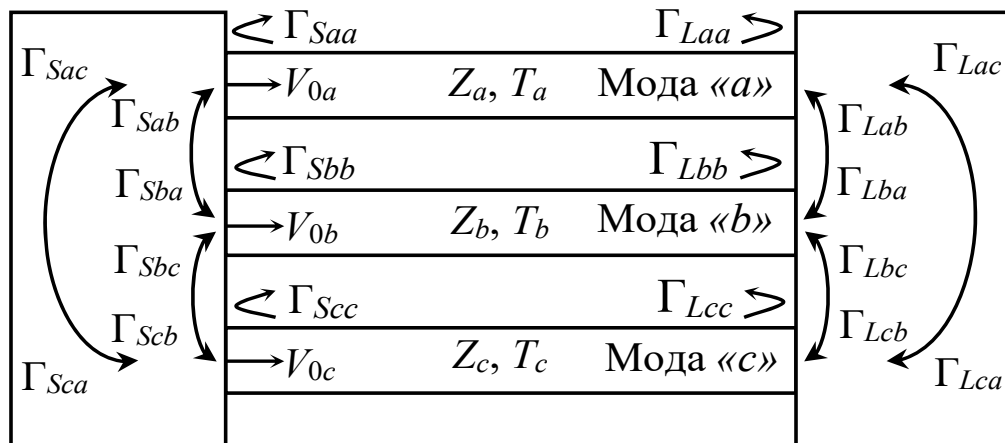


Рисунок 2.5 – Схема распространения изначально падающих мод и коэффициенты отражения мод на концах двухпроводного модального фильтра

На схеме V_{0a} , V_{0b} и V_{0c} – векторы источников падающих мод a , b и c , рассчитываемые по формулам (2.18); T_a , T_b и T_c – их задержки; Γ_{Sij} и Γ_{Lij} – коэффициенты отражения, определяемые по формулам (2.21) и (2.22). Модели первых компонентов временно-го отклика каждой моды на ближнем конце МФ ($x = 0$):

$$\begin{aligned} V_a(0, t) = & \left[V_{0a}(t) + \Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - 2T_a) + \right. \\ & + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Sab}V_{0b}(t - 2T_b) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sac}V_{0c}(t - 2T_c) \left. \right] + \\ & + \left[\Gamma_{Lba}\Gamma_{Sab}V_{0a}(t - (T_a + T_b)) + \Gamma_{Lca}\Gamma_{Sac}V_{0a}(t - (T_a + T_c)) + \right. \\ & + \Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0b}(t - (T_a + T_b)) + \\ & + \Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0c}(t - (T_a + T_c)) \left. \right], \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} V_b(0, t) = & \left[V_{0b}(t) + \Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0b}(t - 2T_b) + \right. \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sba}V_{0a}(t - 2T_a) + (\Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sbc})V_{0c}(t - 2T_c) \left. \right] + \\ & + \left[\Gamma_{Lab}\Gamma_{Sba}V_{0b}(t - (T_b + T_a)) + \Gamma_{Lcb}\Gamma_{Sbc}V_{0b}(t - (T_b + T_c)) + \right. \\ & + \Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0a}(t - (T_b + T_a)) + \\ & + \Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0c}(t - (T_b + T_c)) \left. \right], \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} V_c(0, t) = & \left[V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sca}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Scb}V_{0b}(t - 2T_b) \left. \right] + \\ & + \left[\Gamma_{Lbc}\Gamma_{Scb}V_{0c}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lac}\Gamma_{Sca}V_{0c}(t - (T_c + T_a)) + \right. \\ & + \Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0b}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - (T_c + T_a)) \left. \right]; \end{aligned} \quad (2.25)$$

на его дальнем конце ($x = l$):

$$\begin{aligned} V_a(l, t) = & (1 + \Gamma_{Laa})V_{0a}(t - T_a) + \\ & + \Gamma_{Lab}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lac}V_{0c}(t - T_c), \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} V_b(l, t) = & (1 + \Gamma_{Lbb})V_{0b}(t - T_b) + \\ & + \Gamma_{Lba}V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lbc}V_{0c}(t - T_c), \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} V_c(l, t) = & (1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \\ & + \Gamma_{Lcb}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lca}V_{0a}(t - T_a). \end{aligned} \quad (2.28)$$

Используя модели (2.23)–(2.28), находим модели временного отклика в начале (узел V_2) и конце (узел V_3) активного проводника МФ (см. рисунок 2.4):

$$\begin{aligned}
 V_2(t) = & \\
 = T_{Va,1} & \left[\begin{aligned} & V_{0a}(t) + \Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + \Gamma_{Lba}\Gamma_{Sab}V_{0a}(t - (T_a + T_b)) + \Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0b}(t - (T_a + T_b)) + \\ & + \Gamma_{Lca}\Gamma_{Sac}V_{0a}(t - (T_a + T_c)) + \Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0c}(t - (T_a + T_c)) + \\ & + (\Gamma_{Lbb}\Gamma_{Sab})V_{0b}(t - 2T_b) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sac}V_{0c}(t - 2T_c) \end{aligned} \right] + \\
 + T_{Va,2} & \left[\begin{aligned} & V_{0b}(t) + \Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0b}(t - 2T_b) + \\ & + \Gamma_{Lab}\Gamma_{Sba}V_{0b}(t - (T_b + T_a)) + \Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0a}(t - (T_b + T_a)) + \\ & + \Gamma_{Lcb}\Gamma_{Sbc}V_{0b}(t - (T_b + T_c)) + \Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})V_{0c}(t - (T_b + T_c)) + \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sba}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sbc}V_{0c}(t - 2T_c) \end{aligned} \right] + \\
 + T_{Va,3} & \left[\begin{aligned} & V_{0c}(t) + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \\ & + \Gamma_{Lbc}\Gamma_{Scb}V_{0c}(t - (T_c + T_b)) + \Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Saa})V_{0a}(t - (T_c + T_a)) + \\ & + \Gamma_{Lac}\Gamma_{Sca}V_{0c}(t - (T_c + T_a)) + \Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0b}(t - (T_c + T_b)) + \\ & + \Gamma_{Laa}\Gamma_{Sca}V_{0a}(t - 2T_a) + \Gamma_{Lbb}\Gamma_{Scb}V_{0b}(t - 2T_b) \end{aligned} \right], \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_3(t) = & T_{Va,1} \left[(1 + \Gamma_{Laa})V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lab}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lac}V_{0c}(t - T_c) \right] + \\
 + T_{Va,2} & \left[(1 + \Gamma_{Lbb})V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lba}V_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{Lbc}V_{0c}(t - T_c) \right] + \\
 + T_{Va,3} & \left[(1 + \Gamma_{Lcc})V_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{Lcb}V_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{Lca}V_{0a}(t - T_a) \right]. \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

Модели временного отклика для пассивных проводников МФ аналогичны моделям (2.29) и (2.30), с той лишь разницей, что для первого пассивного проводника используются коэффициенты $\mathbf{T}_{Vba}$, $\mathbf{T}_{Vbb}$, $\mathbf{T}_{Vbc}$, а для второго – $\mathbf{T}_{Vca}$, $\mathbf{T}_{Vcb}$, $\mathbf{T}_{Vcc}$.

Разработанные аналитические модели временного отклика трехпроводного МФ позволяют вычислить формы напряжения на ближнем и дальнем концах активного и пассивных проводников МФ с произвольным поперечным сечением и окончаниями при воздействии произвольной формы.

2.1.3 Виток меандровой линии из одного отрезка

Виток МЛ является частным случаем пары связанных линий, проводники которых электрически соединены на дальнем конце (рисунок 2.6). Поэтому для разработки моделей его временного отклика использован подход, представленный в п. 1.3.3 [137].

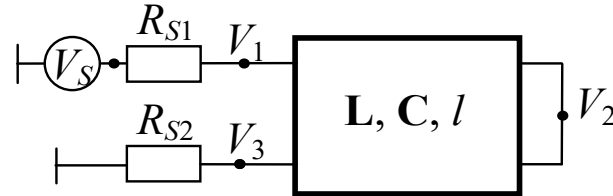


Рисунок 2.6 – Схема соединений витка меандровой линии

Электрические процессы в витке описываются теми же выражениями, что и в двухпроводном МФ. Отличие заключается лишь в том, что нужно учитывать влияние перемычки на дальнем конце на каждую из мод. Для синфазной моды перемычка характеризуется холостым ходом (ХХ), а для дифференциальной – коротким замыканием (КЗ). Тогда матрица сопротивлений на дальнем конце витка МЛ имеет вид

$$\mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \infty & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

т. е. в выражении (2.4) для синфазной моды $R_{Lcc} = \infty$, а для дифференциальной моды $R_{Ldd} = 0$. С учётом этого коэффициенты отражения в выражении (2.7) $\Gamma_{Lcc} = 1$, $\Gamma_{Ldd} = -1$. Отклик на входе и выходе витка МЛ определяется комбинацией первых двух компонентов из формул (2.8) и (2.9), которые с учётом $\Gamma_{Lcc} = 1$ и $\Gamma_{Ldd} = -1$ преобразуются к виду

$$\begin{aligned} V_c(0, t) = & V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \\ & - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \\ & + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned}
V_d(0, t) = & V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \\
& + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \\
& + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)). \tag{2.33}
\end{aligned}$$

Для оценки влияния каждого из компонентов (2.32) и (2.33) на временной отклик на выходе витка МЛ рассмотрим каждое из их слагаемых.

Первые слагаемые в формулах (2.32) и (2.33) определяют форму чётной и нечётной составляющих перекрестной помехи на ближнем конце и определяются выражением (2.5). Второе слагаемое в (2.32) и третье в (2.33) определяют форму синфазной моды, а третье в (2.32) и второе в (2.33) – дифференциальной моды. Форма дополнительного импульса определяется четвертым и пятым слагаемыми выражений (2.32) и (2.33) для синфазной и дифференциальной составляющей соответственно.

На основе моделей (2.32) и (2.33) получим модели для вычисления временного отклика на входе (в узле V_1) и выходе (в узле V_3) витка МЛ (см. рисунок 2.6):

$$\begin{aligned}
V_2(t) = & T_{Vc,1}V_c(0, t) + T_{Vd,1}V_d(0, t) = \\
= & T_{Vc,1} \left(V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\
& + T_{Vd,1} \left(V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right), \tag{2.34}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_3(t) = & T_{Vc,2}V_c(0, t) + T_{Vd,2}V_d(0, t) = \\
= & T_{Vc,2} \left(V_{0c}(t) + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \right) + \\
& + T_{Vd,2} \left(V_{0d}(t) - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \right. \\
& \left. + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \right). \tag{2.35}
\end{aligned}$$

Разработанные аналитические модели временного отклика витка МЛ позволяют вычислить формы напряжения на входе и выходе витка с произвольным поперечным сечением и окончаниями при воздействии произвольной формы с учётом дополнительного импульса.

2.1.4 Виток меандровой линии из двух отрезков с симметричным поперечным сечением

Модели временного отклика на воздействие произвольной формы разработаны для витка МЛ из двух отрезков с длинами l_1 и l_2 (рисунок 2.7), каждый из которых имеет симметричное поперечное сечение [138].

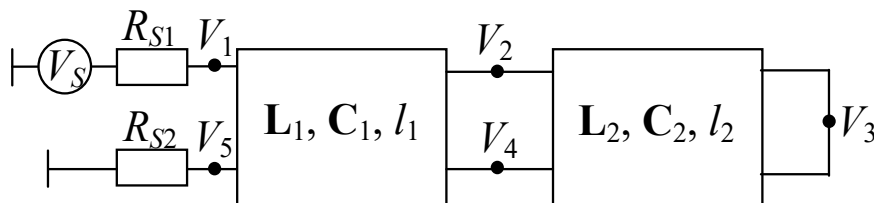


Рисунок 2.7 – Схема соединений витка меандровой линии из двух отрезков

Проводники отрезка 2 электрически соединены между собой на дальнем конце. Первый проводник отрезка 1 на ближнем конце соединен с источником сигналов, представленным на схеме источником э.д.с. V_S с сопротивлением R_{S1} , а второй проводник соединен с нагрузкой R_{S2} .

Поскольку каждый отрезок витка имеет симметричное поперечное сечение ($C_{11} = C_{22}$, $L_{11} = L_{22}$), матрицы $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$ (2.2) для обоих отрезков равны:

$$\mathbf{T}_V = \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{e,1} & T_{o,1} \\ T_{e,2} & T_{o,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,707 & 0,707 \\ 0,707 & -0,707 \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Вектор изначально падающих мод вычисляется по выражению (2.3) с учетом равенства (2.36), а векторы источника проходящих мод (на стыке отрезков) с учетом коэффициентов передачи определяются как

$$\mathbf{v}_{0m12} = \mathbf{v}_{0m} \mathbf{T}_{12} = \begin{bmatrix} V_{0e12} \\ V_{0o12} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{0m21} = \mathbf{v}_{0m12} \mathbf{T}_{21} = \begin{bmatrix} V_{0e21} \\ V_{0o21} \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

где $\mathbf{T}_{12}$ и $\mathbf{T}_{21}$ – матрицы коэффициентов передачи на стыке двух отрезков:

$$\mathbf{T}_{12} = \mathbf{E} + \mathbf{\Gamma}_{12}, \quad \mathbf{T}_{21} = \mathbf{E} + \mathbf{\Gamma}_{21}. \quad (2.38)$$

Виток МЛ на рисунке 2.7 представляет собой два последовательно соединенных отрезка с перемычкой на конце второго. Это позволяет упростить итоговый вид моделей. Тогда матрица сопротивлений на дальнем конце будет иметь вид

$$\mathbf{R}_{2L} = \begin{bmatrix} R_{2L1} & 0 \\ 0 & R_{2L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \infty & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

то есть в выражении (2.4) для чётной моды $R_{Lcc} = \infty$, а для нечётной – $R_{Ldd} = 0$. Матрица коэффициентов отражения между источником и отрезком 1 вычисляется по формуле (2.6), а в конце отрезка 2 – по (2.7), где $\Gamma_{Lcc} = 1$, $\Gamma_{Ldd} = -1$. На стыке отрезков матрицы коэффициентов отражения примут вид

$$\mathbf{\Gamma}_{12} = (\mathbf{Z}_{m2} \mathbf{Z}_{m1}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{Z}_{m2} \mathbf{Z}_{m1}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{12ee} & \Gamma_{12eo} \\ \Gamma_{12oe} & \Gamma_{12oo} \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{21} = (\mathbf{Z}_{m1} \mathbf{Z}_{m2}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{Z}_{m1} \mathbf{Z}_{m2}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{21ee} & \Gamma_{21eo} \\ \Gamma_{21oe} & \Gamma_{21oo} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Отклик на входе и выходе витка МЛ определяется комбинацией первых компонентов отклика на ближнем конце (2.8) и (2.9) с учётом матриц (2.40) и (2.41). Отклик на стыке отрезков определяется компонентами отклика на дальнем конце (2.10) и (2.11) с учётом матриц (2.40) и (2.41), а отклик на дальнем конце – компонентами (2.10) и (2.11) с учётом $\Gamma_{2Lcc} = 1$ и $\Gamma_{2Ldd} = -1$. Тогда можем записать компоненты отклика для четной и нечетной мод в начале витка МЛ:

$$\begin{aligned} V_e(0, t) = & V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee} (1 + \Gamma_{See}) V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \\ & + \Gamma_{12oo} \Gamma_{Seo} V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See}) V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\ & + \Gamma_{Seo} V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})), \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned}
V_o(0, t) = & V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo}(1 + \Gamma_{Soo})V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \\
& + \Gamma_{12ee}\Gamma_{Soe}V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo})V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\
& + \Gamma_{Soe}V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2}));
\end{aligned} \tag{2.43}$$

на стыке отрезков 1 и 2:

$$\begin{aligned}
V_e(l_1, t) = & V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo}\Gamma_{21eo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \\
& + \Gamma_{Lee}(1 + \Gamma_{21ee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})),
\end{aligned} \tag{2.44}$$

$$\begin{aligned}
V_o(l_1, t) = & V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee}\Gamma_{21oe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \\
& + \Gamma_{Loo}(1 + \Gamma_{21oo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2}));
\end{aligned} \tag{2.45}$$

в конце витка

$$\begin{aligned}
V_e(l_1 + l_2, t) = & (1 + \Gamma_{Lee})V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) + \\
& + \Gamma_{Leo}V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})),
\end{aligned} \tag{2.46}$$

$$\begin{aligned}
V_o(l_1 + l_2, t) = & (1 + \Gamma_{Loo})V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) + \\
& + \Gamma_{Loe}V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})),
\end{aligned} \tag{2.47}$$

где T_{e1} , T_{e2} и T_{o1} , T_{o2} – задержки четной и нечетной мод отрезков 1 и 2.

На основе моделей компонентов (2.42)–(2.47) найдем модели, определяющие форму напряжения на ближнем конце (узлы V_1 и V_5 схемы на рисунке 2.7):

$$\begin{aligned}
V_1(t) = & T_{Ve,1}V_e(0, t) + T_{Vo,1}V_o(0, t) = \\
= & T_{Ve,1}[V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee}(1 + \Gamma_{See})V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \\
& + \Gamma_{12oo}\Gamma_{Soo}V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See})V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\
& + \Gamma_{Soo}V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2}))] + T_{Vo,1}[V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo}(1 + \Gamma_{Soo})V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \\
& + \Gamma_{12ee}\Gamma_{Soe}V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo})V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\
& + \Gamma_{Soe}V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2}))],
\end{aligned} \tag{2.48}$$

$$\begin{aligned}
V_5(t) &= T_{Ve,2}V_e(0,t) + T_{Vo,2}V_o(0,t) = \\
&= T_{Ve,2} \left[V_{0e}(t) + \Gamma_{12ee} (1 + \Gamma_{See}) V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \right. \\
&\quad + \Gamma_{12oo} \Gamma_{Seo} V_{0o}(t - 2T_{o1}) + (1 + \Gamma_{See}) V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\
&\quad + \Gamma_{Seo} V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) \left. \right] + T_{Vo,2} \left[V_{0o}(t) + \Gamma_{12oo} (1 + \Gamma_{Soo}) V_{0o}(t - 2T_{o1}) + \right. \\
&\quad + \Gamma_{12ee} \Gamma_{Soe} V_{0e}(t - 2T_{e1}) + (1 + \Gamma_{Soo}) V_{0o21}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})) + \\
&\quad \left. + \Gamma_{Soe} V_{0e21}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) \right]; \tag{2.49}
\end{aligned}$$

на стыке отрезков витка (узлы V_2 и V_4):

$$\begin{aligned}
V_2(t) &= T_{Ve,1}V_e(l_1, t) + T_{Vo,1}V_o(l_1, t) = \\
&= T_{Ve,1} \left(V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo} \Gamma_{21eo} V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \right. \\
&\quad \left. + \Gamma_{Lee} (1 + \Gamma_{21ee}) V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) \right) + \\
&+ T_{Vo,1} \left(V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee} \Gamma_{21oe} V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \right. \\
&\quad \left. + \Gamma_{Loo} (1 + \Gamma_{21oo}) V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) \right), \tag{2.50}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_4(t) &= T_{Ve,2}V_e(l_1, t) + T_{Vo,2}V_o(l_1, t) = \\
&= T_{Ve,2} \left(V_{0e12}(t - T_{e1}) + \Gamma_{Loo} \Gamma_{21eo} V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) + \right. \\
&\quad \left. + \Gamma_{Lee} (1 + \Gamma_{21ee}) V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) \right) + \\
&+ T_{Vo,2} \left(V_{0o12}(t - T_{o1}) + \Gamma_{Lee} \Gamma_{21oe} V_{0e12}(t - (T_{e1} + 2T_{e2})) + \right. \\
&\quad \left. + \Gamma_{Loo} (1 + \Gamma_{21oo}) V_{0o12}(t - (T_{o1} + 2T_{o2})) \right), \tag{2.51}
\end{aligned}$$

на дальнем конце витка (узел V_3):

$$\begin{aligned}
V_3(t) &= T_{Ve,1}V_e(l_1 + l_2, t) + T_{Vo,1}V_o(l_1 + l_2, t) = \\
&= T_{Ve,1} \left[(1 + \Gamma_{Lee}) V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) + \Gamma_{Leo} V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) \right] + \\
&+ T_{Vo,1} \left[(1 + \Gamma_{Loo}) V_{0o12}(t - (T_{o1} + T_{o2})) + \Gamma_{Loe} V_{0e12}(t - (T_{e1} + T_{e2})) \right]. \tag{2.52}
\end{aligned}$$

Разработанные аналитические модели позволяют для витка МЛ из двух отрезков с симметричным поперечным сечением вычислить временной отклик на входе и выходе, на стыке отрезков и на дальнем конце витка при произвольно выбранных окончаниях на воздействие произвольной формы.

2.2 Условия равенства амплитуд компонентов отклика на выходе полосковых устройств

2.2.1 Двухпроводный модальный фильтр

Найдем условия равенства амплитуд компонентов отклика на выходе двухпроводного МФ [139] для модели (2.14).

Из модели (2.14) выделим компоненты временного отклика, определяющие форму напряжения синфазной (с задержкой T_c) и дифференциальной (с задержкой T_d) мод на выходе МФ:

$$V_c(t - T_c) = [T_{Vc,1}(1 + \Gamma_{Lcc}) + T_{Vd,1}\Gamma_{Ldc}]V_{0c}(t - T_c), \quad (2.53)$$

$$V_d(t - T_d) = [T_{Vd,1}(1 + \Gamma_{Ldd}) + T_{Vc,1}\Gamma_{Lcd}]V_{0d}(t - T_d). \quad (2.54)$$

Очевидно, что равенство правых частей выражений (2.53) и (2.54) при переходе от форм напряжения мод к их пиковым амплитудам является условием равенства амплитуд мод. Для получения этого условия сделаем ряд замен обозначений. Заменим $V_c(t - T_c)$ и $V_d(t - T_d)$ на V_c и V_d , $V_{0c}(t - T_c)$ и $V_{0d}(t - T_d)$ на V_{0c} и V_{0d} в формулах (2.53) и (2.54) и $V_s(t)$ на V_s в формуле (2.1). Поскольку в соотношении (2.5) оба компонента содержат V_s , то нормируем модели (2.53) и (2.54) относительно V_s .

После всех замен и преобразований для общего случая выбора окончаний МФ по схеме на рисунке 2.1 запишем

$$\begin{aligned} V_c = & 2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vc,1}}{Z_d} + \eta_V^- \frac{T_{Ic,1}}{R_{L2}} \right) Z_c^{-1} R_{S1}^{-1} \\ = & \frac{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}{1}, \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned}
& V_d = \\
& = - \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vd,1}}{Z_c} + \eta_V^- \frac{T_{Id,1}}{R_{L2}} \right) Z_d^{-1} R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}, \quad (2.56)
\end{aligned}$$

где $\gamma_{cd12}^- = \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_c} - \frac{T_{Id,1} T_{Vc,2}}{Z_d} \right)$; $\gamma_{dc12}^- = \left(\frac{T_{Ic,1} T_{Vd,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,1}}{Z_c} \right)$;
 $\eta_I^- = T_{Ic,1} T_{Id,2} - T_{Id,1} T_{Ic,2}$; $\eta_V^- = T_{Vc,1} T_{Vd,2} - T_{Vd,1} T_{Vc,2}$.

Выражения (2.55) и (2.56) позволяют вычислить амплитуды мод на выходе МФ при произвольном выборе окончаний. Равенство их правых частей является условием равенства амплитуд мод, а также минимизации амплитуды выходного сигнала. Из равенства правых частей формул (2.55) и (2.56) в общем виде получим условие равенства амплитуд синфазной и дифференциальной мод:

$$\frac{Z_c (T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d)}{Z_d (T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c)} = - \frac{\eta_I T_{Vd,1} R_{L2} + \eta_V T_{Id,1} Z_c}{\eta_I T_{Vc,1} R_{L2} + \eta_V T_{Ic,1} Z_d}. \quad (2.57)$$

Примечательно, что условие (2.57) не содержит значений сопротивлений R_{S1} и R_{L1} на концах активного проводника, а зависит лишь от выбора окончаний пассивного проводника R_{S2} и R_{L2} . Поэтому для случая, когда заданы параметры поперечного сечения (известны матрицы T_I и T_V и импедансы мод Z_c и Z_d), это условие позволяет выбрать R_{S2} и R_{L2} , обеспечивающие равенство амплитуд мод:

$$R_{S2} = -Z_c Z_d \frac{\eta_I^- \eta_V^+ R_{L2} + \eta_V^- (T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_c + T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_d)}{\eta_I^- (T_{Vc,1} T_{Id,2} Z_c + T_{Vd,1} T_{Ic,2} Z_d) R_{L2} + \eta_I^+ \eta_V^- Z_c Z_d}, \quad (2.58)$$

где $\eta_I^+ = T_{Ic,1} T_{Id,2} + T_{Id,1} T_{Ic,2}$; $\eta_V^+ = T_{Vc,1} T_{Vd,2} + T_{Vd,1} T_{Vc,2}$.

Для частного случая выбора равных окончаний проводников МФ ($R_{S1}=R_{S2}=R_{L1}=R_{L2}=R$) модели (2.55) и (2.56) запишутся в виде

$$V_c = \frac{2 \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vc,1}}{Z_d} + \eta_V^- \frac{T_{Ic,1}}{R} \right) Z_c^{-1} R^{-1}}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^- + \gamma_{dc12}^-}{R} + \frac{\eta_V^-}{R^2} \right)^2}, \quad (2.59)$$

$$V_d = - \frac{2 \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R} \right) \left(\eta_I^- \frac{T_{Vd,1}}{Z_c} + \eta_V^- \frac{T_{Id,1}}{R} \right) Z_d^{-1} R^{-1}}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^- + \gamma_{dc12}^-}{R} + \frac{\eta_V^-}{R^2} \right)^2}. \quad (2.60)$$

Приравняв правые части выражений (2.59) и (2.60), найдем условие

$$\frac{Z_c (T_{Id,2} R + T_{Vd,2} Z_d)}{Z_d (T_{Ic,2} R + T_{Vc,2} Z_c)} = - \frac{\eta_I^- T_{Vd,1} R + \eta_V^- T_{Id,1} Z_c}{\eta_I^- T_{Vc,1} R + \eta_V^- T_{Ic,1} Z_d}. \quad (2.61)$$

После преобразования равенства (2.61) получим квадратное уравнение, которое из-за громоздкости здесь не приведено. Его решение дает следующие корни:

$$R_{1,2} = \frac{Z_c Z_d (T_{Id,1} T_{Ic,2} T_{Vd,1} T_{Vc,2} - T_{Ic,1} T_{Id,2} T_{Vc,1} T_{Vd,2}) \pm \sqrt{D}}{(T_{Vc,1} T_{Id,2} Z_c + T_{Vd,1} T_{Ic,2} Z_d) \eta_I^-}, \quad (2.62)$$

где $D = Z_c Z_d (T_{Vc,1} T_{Vc,2} Z_c \eta_I - T_{Ic,1} T_{Ic,2} Z_d \eta_V) \times$
 $\times (T_{Vd,1} T_{Vd,2} Z_d \eta_I - T_{Id,1} T_{Id,2} Z_c \eta_V).$

Когда известны матрицы $\mathbf{T}_I$ и $\mathbf{T}_V$ и импедансы Z_c и Z_d , выражение (2.62) дает числовое значение R , обеспечивающее равные амплитуды мод.

Поскольку модели (2.55) и (2.56) являются универсальными и не зависят от выбора окончаний МФ, на их основе могут быть получены частные модели для различных комбинаций окончаний и соответствующие им условия равенства амплитуд мод на выходе МФ. Так как условие (2.57) не содержит параметров окончаний активного проводника, условие равенства амплитуд мод можно найти для разных случаев согласования пассивного проводника (R_{S2} и R_{L2}). Представляет интерес случай, когда пассивный проводник закорочен на землю (на одном или двух концах). Тогда

матрица модальных импедансов, вычисленная по формуле (2.4), запишется как

$$\mathbf{R}_m = \frac{R}{\eta_V^-} \begin{bmatrix} T_{Vd,2}T_{Ic,1} & T_{Vd,2}T_{Id,1} \\ -T_{Vd,1}T_{Ic,1} & -T_{Vc,2}T_{Id,1} \end{bmatrix}. \quad (2.63)$$

Рассмотрим случай, когда ближний конец пассивного проводника закорочен на землю ($R_{S2} = 0$). Для него выражения (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{2T_{Vd,2} \left(\frac{\eta_I^- T_{Vc,1}}{Z_d} + \frac{\eta_V^- T_{Ic,1}}{R_{L2}} \right) Z_c^{-1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^- \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}, \quad (2.64)$$

$$V_d = - \frac{2T_{Vc,2} \left(\frac{\eta_I^- T_{Vd,1}}{Z_c} + \frac{\eta_V^- T_{Id,1}}{R_{L2}} \right) Z_d^{-1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^- \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{L2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{L1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{L1} R_{L2}} \right)}. \quad (2.65)$$

На основе равенства правых частей соотношений (2.64) и (2.65) найдем условие равенства амплитуд мод на выходе МФ:

$$\frac{T_{Vd,2}}{T_{Vc,2}} = - \frac{\eta_I^- T_{Vd,1} R_{L2} + \eta_V^- T_{Id,1} Z_c}{\eta_I^- T_{Vc,1} R_{L2} + \eta_V^- T_{Ic,1} Z_d}, \quad (2.66)$$

а также сопротивление R_{L2} , обеспечивающее такое равенство:

$$R_{L2} = - \frac{\eta_V^- (T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_d + T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_c)}{\eta_I^- (T_{Vc,1} T_{Vd,2} + T_{Vd,1} T_{Vc,2})}. \quad (2.67)$$

Упростим модели (2.64) и (2.65), исключив переменную R_{L2} . Для этого подставим выражение (2.67) в (2.64) и (2.65). После преобразований модели примут вид

$$V_c = \frac{2T_{Vd,2} T_{Vc,2} \gamma_{dc11}^-}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^- \right) \left[\gamma_{cd12}^+ \left(\frac{\gamma_{dc12}^-}{\eta_I^-} \frac{Z_c Z_d}{R_{L1}} + 1 \right) - \eta_V^+ \left(\frac{\gamma_{cd12}^-}{\eta_V^-} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \right]}, \quad (2.68)$$

$$V_d = \frac{2T_{Vc,2}T_{Vd,2}\gamma_{dc11}^-}{\left(\gamma_{cd12}^-R_{S1} + \eta_V^-\right) \left[\gamma_{cd12}^+ \left(\frac{\gamma_{dc12}^-}{\eta_I^-} \frac{Z_c Z_d}{R_{L1}} + 1 \right) - \eta_V^+ \left(\frac{\gamma_{cd12}^-}{\eta_V^-} + \frac{1}{R_{L1}} \right) \right]}, \quad (2.69)$$

$$\text{где } \gamma_{cd12}^+ = \left(\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{T_{Id,1}T_{Vc,2}}{Z_d} \right); \gamma_{dc11}^- = \left(\frac{T_{Id,1}T_{Vc,1}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,1}T_{Vd,1}}{Z_c} \right).$$

Каждая из них позволяет аналитически определить нормированную пиковую амплитуду сигнала на выходе МФ при условии (2.67).

В результате для случая, когда пассивный проводник МФ на ближнем конце закорочен на землю, можно использовать модели (2.64) и (2.65), определяющие пиковую нормированную амплитуду импульсов мод, а также модели (2.68) и (2.69), определяющие пиковые амплитуды мод при условии их равенства (2.66).

Когда пассивный проводник на дальнем конце закорочен на землю ($R_{L2} = 0$), выражения (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{2\eta_V^- T_{Ic,1} \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right) \frac{R_{L1}}{Z_c R_{S1}}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^- \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right)}, \quad (2.70)$$

$$V_d = - \frac{2\eta_V^- T_{Id,1} \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right) \frac{R_{L1}}{Z_d R_{S1}}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^- \right) \left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}^-}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}^-}{R_{S1}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right)}. \quad (2.71)$$

На основе равенства правых частей формул (2.70) и (2.71) найдем условие равенства амплитуд мод:

$$\frac{T_{Ic,1}}{T_{Id,1}} = - \frac{T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c}{T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d}, \quad (2.72)$$

а также сопротивление R_{S2} , обеспечивающее его:

$$R_{S2} = -\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}Z_d + T_{Id,1}T_{Vc,2}Z_c}{T_{Ic,1}T_{Id,2} + T_{Id,1}T_{Ic,2}}. \quad (2.73)$$

Модели (2.70) и (2.71) также можно упростить, исключив R_{S2} . Для этого надо подставить в них выражение (2.73). После преобразований модели примут вид

$$V_c = \frac{2\eta_V^- T_{Ic,1} T_{Id,1} \gamma_{dc22}^- R_{L1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^-\right) \left[\gamma_{cd12}^+ \left(\eta_I^- R_{S1} + \gamma_{dc12}^- Z_c Z_d \right) - \eta_V^+ \left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^- \right) \right]}, \quad (2.74)$$

$$V_d = \frac{2\eta_V^- T_{Ic,1} T_{Id,1} \gamma_{dc22}^- R_{L1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^-\right) \left[\gamma_{cd12}^+ \left(\eta_I^- R_{S1} + \gamma_{dc12}^- Z_c Z_d \right) - \eta_V^+ \left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^- \right) \right]}, \quad (2.75)$$

где $\gamma_{dc22}^- = \left(\frac{T_{Id,2} T_{Vc,2}}{Z_d} - \frac{T_{Ic,2} T_{Vd,2}}{Z_c} \right)$.

Каждая из них позволяет вычислить пиковую амплитуду сигнала, которая будет определяться лишь набором коэффициентов матриц T_I и T_V , импедансами мод Z_c и Z_d и окончаниями активного проводника R_{S1} и R_{L1} .

Таким образом, модели (2.70) и (2.71) определяют пиковую нормированную амплитуду мод для случая, когда пассивный проводник МФ на дальнем конце закорочен на землю. Из них получены модели (2.74) и (2.75), определяющие пиковые амплитуды мод при условии их равенства (2.66).

Рассмотрим случай, когда пассивный проводник с двух концов закорочен на землю ($R_{S2} = R_{L2} = 0$). Примером такой структуры является МФ на основе МПЛ с заземленным проводником сверху [139]. В этом случае модели (2.55) и (2.56) преобразуются к виду

$$V_c = \frac{2\eta_V^- T_{Ic,1} T_{Vd,2} Z_c^{-1} R_{L1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^-\right) \left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^-\right)}, \quad (2.76)$$

$$V_d = -\frac{2\eta_V^- T_{Id,1} T_{Vc,2} Z_d^{-1} R_{L1}}{\left(\gamma_{cd12}^- R_{L1} + \eta_V^-\right) \left(\gamma_{cd12}^- R_{S1} + \eta_V^-\right)}. \quad (2.77)$$

Приравняв правые части выражений (2.76) и (2.77), получим условие равенства амплитуд первой и второй составляющих на выходе исследуемой структуры:

$$\frac{Z_c}{Z_d} = -\frac{T_{Ic,1}T_{Vd,2}}{T_{Id,1}T_{Vc,2}}. \quad (2.78)$$

Условие (2.78) не содержит параметров окончаний МФ, характеризующих согласование фильтра с трактом, в который он включен, и обеспечивает равенство амплитуд мод на выходе МФ вне зависимости от выбора окончаний. Нужно отметить, что условие (2.78) может быть использовано в качестве критерия при параметрической оптимизации.

Упростим выражения (2.76) и (2.77), выразив Z_c из равенства (2.78) и заменив его в формуле (2.76). После преобразований при условии равенства амплитуд мод найдем выражение для амплитуды сигнала на выходе структуры:

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V^- Z_c R_{L1}}{\left(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R_{L1} + \eta_V^- Z_c\right)\left(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R_{S1} + \eta_V^- Z_c\right)}. \quad (2.79)$$

Выразив Z_d из равенства (2.78) и заменив его в формуле (2.77), найдем

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vd,2}\eta_V^- Z_d R_{L1}}{\left(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R_{L1} - \eta_V^- Z_d\right)\left(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R_{S1} - \eta_V^- Z_d\right)}. \quad (2.80)$$

При выполнении условия (2.78) любое из выражений (2.79) и (2.80) позволяет определить нормированную амплитуду выходного сигнала при заданных асимметричных окончаниях активного проводника.

Подобным образом определяются амплитуды составляющих на выходе исследуемой структуры для случая равных окончаний активного проводника ($R_{S1} = R_{L1} = R$). В результате преобразований выражения (2.76) и (2.77) примут вид

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V^- Z_c^{-1}R}{\left(\gamma_{cd12}^- R + \eta_V^-\right)^2}, \quad (2.81)$$

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vd,2}\eta_V^- Z_d^{-1}R}{\left(\gamma_{cd12}^- R + \eta_V^-\right)^2}. \quad (2.82)$$

Заметим, что равенство правых частей выражений (2.81) и (2.82) также дает условие (2.78). Эти выражения аналогично можно упростить, выразив Z_c и Z_d из равенства (2.78) и заменив их в (2.81) и (2.82) соответственно. В результате получим

$$V_c = \frac{2T_{Ic,1}T_{Vd,2}\eta_V^- Z_c R}{\left(2T_{Ic,1}T_{Vd,2}R + \eta_V^- Z_c\right)^2}, \quad (2.83)$$

$$V_d = -\frac{2T_{Id,1}T_{Vc,2}\eta_V^- Z_d R}{\left(2T_{Id,1}T_{Vc,2}R - \eta_V^- Z_d\right)^2}. \quad (2.84)$$

Как и для случая асимметричных окончаний, при выполнении условия (2.78) любое из выражений (2.83) и (2.84) можно использовать для вычисления нормированной амплитуды сигнала при выборе симметричных окончаний.

Рассмотрен еще более частный случай выбора симметричных окончаний $R = \sqrt{Z_c Z_d}$, который обеспечивает минимизацию отражений на концах МФ. При этом выражения (2.83) и (2.84) после преобразований имеют одинаковый вид:

$$V = \frac{2\eta_V^- \sqrt{-T_{Id,1}T_{Vc,2}T_{Ic,1}T_{Vd,2}}}{\left(2\sqrt{-T_{Id,1}T_{Vc,2}T_{Ic,1}T_{Vd,2}} + \eta_V^-\right)^2}. \quad (2.85)$$

Отметим, что выражение (2.85) зависит лишь от элементов матриц $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$, поэтому для вычисления амплитуды составляющих на выходе МФ при $R = \sqrt{Z_c Z_d}$ достаточно вычислить только её матрицы $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$.

Впервые в аналитическом виде получены общие модели, позволяющие вычислить нормированную амплитуду компонентов синфазной и дифференциальной мод на выходе активного проводника двухпроводного МФ при произвольном выборе его окончаний. На их основе разработан комплекс моделей нормированных амплитуд для разных случаев выбора окончаний пассивного проводника двухпроводного МФ, а также определены условия равенства этих амплитуд.

2.2.2 Трехпроводный модальный фильтр

На основе модели временного отклика на выходе активного проводника трехпроводного МФ (2.30) могут быть выражены амплитуды импульсов разложения (когда в структуре выполняется условие модального разложения (1.1)) и получены условия их равенства. Однако из-за большого количества независимых переменных для общего случая выбора окончаний (как на рисунке 2.4) в аналитическом виде это сделать затруднительно. Поэтому рассмотрим частный случай, когда пассивные проводники МФ закорочены на землю. Пример такой структуры, а именно МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху, показан на рисунке 2.8) [134].

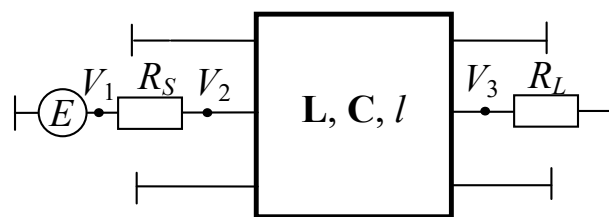


Рисунок 2.8 – Схема соединения модального фильтра на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху

Поскольку крайние проводники МФ соединены с опорной плоскостью (случай КЗ), то матрица модальных импедансов на ближнем и дальнем концах МФ, вычисленная по выражениям (2.19) и (2.20), запишется как

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{T}_I =$$

$$= \frac{R}{T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3} \begin{bmatrix} T_{Ia,1}\eta_1 & T_{Ia,2}\eta_1 & T_{Ia,3}\eta_1 \\ -T_{Ib,1}\eta_2 & -T_{Ib,2}\eta_2 & -T_{Ib,3}\eta_2 \\ T_{Ic,1}\eta_3 & T_{Ic,2}\eta_3 & T_{Ic,3}\eta_3 \end{bmatrix}, \quad (2.86)$$

где $\eta_1 = (T_{Vbb}T_{Vcc} - T_{Vbc} - T_{Vcb})$; $\eta_2 = (T_{Vba}T_{Vcc} - T_{Vca} - T_{Vbc})$;
 $\eta_3 = (T_{Vba}T_{Vcb} - T_{Vbb} - T_{Vca})$.

Выделим из модели (2.30) компоненты отклика, определяющие форму напряжения мод a , b , c на выходе активного проводника МФ:

$$V_a(t - T_b) = [T_{Va,1}(1 + \Gamma_{aa}) + T_{Va,2}\Gamma_{ba} + T_{Va,3}\Gamma_{ca}]V_{0a}(t - T_a), \quad (2.87)$$

$$V_b(t - T_a) = [T_{Va,1}\Gamma_{ab} + T_{Va,2}(1 + \Gamma_{bb}) + T_{Va,3}\Gamma_{cb}]V_{0b}(t - T_b), \quad (2.88)$$

$$V_c(t - T_c) = [T_{Va,1}\Gamma_{ac} + T_{Va,3}\Gamma_{bc} + T_{Va,3}(1 + \Gamma_{cc})]V_{0c}(t - T_c). \quad (2.89)$$

Сначала в общем виде получим выражения, определяющие амплитуды мод a , b , c на выходе МФ как комбинации коэффициентов матриц $\mathbf{T}_V$, $\mathbf{T}_I$, $\mathbf{Z}_{cm}$ и $\mathbf{R}_m$ при $R_S \neq R_L$. После замены $V_a(t - T_a)$, $V_b(t - T_b)$ и $V_c(t - T_c)$ на V_a , V_b и V_c , а $V_{0a}(t - T_a)$, $V_{0b}(t - T_b)$ и $V_{0c}(t - T_c)$ на V_{0a} , V_{0b} и V_{0c} в выражениях (2.87)–(2.89), а также $V_S(t)$ на V_S в выражении (2.17) и преобразований находим

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}\eta_1 Z_a^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times$$

$$\times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}, \quad (2.90)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}\eta_2 Z_b^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times$$

$$\times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}, \quad (2.91)$$

$$V_c = \frac{2T_{Ia,3}\eta_3 Z_c^{-1}}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_S + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times$$

$$\times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)R_L}{\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R_L + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}. \quad (2.92)$$

Отметим, что симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ в совокупности с выражением (2.86) приводит к равенству нулю элементов матриц отражения (2.21) и (2.22) Γ_{ac} , Γ_{bc} , Γ_{ca} и Γ_{cb} . Также вследствие симметрии $T_{Vac} = 0$, что исключает третий компонент из модели (2.89). Поэтому все дальнейшие преобразования выполняются для двух оставшихся мод (a и b).

Приравнивание правых частей выражений (2.90) и (2.91) является условием равенства амплитуд мод. Тогда после всех преобразований получим условие равенства амплитуд мод a и b на выходе исследуемого МФ:

$$\frac{Z_a}{Z_b} = -\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{T_{Ia,2}\eta_2}. \quad (2.93)$$

Видно, что условие (2.93) не содержит переменных R_S и R_L и обеспечивает равенство амплитуд мод вне зависимости от выбора окончаний. Следовательно, оно может использоваться в качестве критерия при оптимизации.

Выразив Z_a и Z_b из равенства (2.93) и заменив их в формулах (2.90) и (2.91) соответственно, можно получить выражения, каж-

дое из которых определяет нормированную амплитуду выходного сигнала:

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}Z_c^2\eta_1}{R_S(2T_{Ia,1}Z_c\eta_1 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times \\ \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_aR_L}{R_L(2T_{Ia,1}Z_c\eta_1 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}, \quad (2.94)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}Z_c^2\eta_2}{R_S(2T_{Ia,2}Z_c\eta_2 - T_{Ia,3}Z_b\eta_3) - Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)} \times \\ \times \frac{(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_bR_L}{R_L(2T_{Ia,2}Z_c\eta_2 - T_{Ia,3}Z_b\eta_3) - Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)}. \quad (2.95)$$

При выполнении условия (2.93) выражения (2.94) и (2.95) позволяют вычислить нормированную амплитуду выходного сигнала при заданных асимметричных окончаниях активного проводника МФ.

Для случая симметричных окончаний активного проводника ($R_1 = R_2 = R$) выражения (2.90) и (2.91) принимают вид

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}Z_bZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)\eta_1R}{\left[\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2}, \quad (2.96)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}Z_aZ_c(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)\eta_2R}{\left[\left(\frac{T_{Ia,1}\eta_1}{Z_a} - \frac{T_{Ia,2}\eta_2}{Z_b} + \frac{T_{Ia,3}\eta_3}{Z_c}\right)R + (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3)\right]^2}. \quad (2.97)$$

Равенство выражений (2.96) и (2.97) также дает условие (2.93). Эти выражения аналогичным образом можно упростить,

выразив Z_a и Z_b из равенства (2.93) и заменив их в (2.96) и (2.97) соответственно. В результате найдем

$$V_a = \frac{2T_{Ia,1}\eta_1(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_a Z_c^2 R}{\left[R(2T_{Ia,1}Z_c\eta_1 + T_{Ia,3}Z_a\eta_3) + Z_a Z_c (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]^2}, \quad (2.98)$$

$$V_b = -\frac{2T_{Ia,2}\eta_2(T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2)Z_b Z_c^2 R}{\left[R(T_{Ia,3}Z_b\eta_3 - 2T_{Ia,2}Z_c\eta_2) + Z_b Z_c (T_{Va,1}\eta_1 - T_{Va,2}\eta_2 + T_{Va,3}\eta_3) \right]^2}. \quad (2.99)$$

Как и для случая асимметричных окончаний, при выполнении условия (2.93) любое из выражений (2.98) и (2.99) можно использовать для вычисления амплитуды выходного сигнала, нормированной относительно амплитуды воздействия, но при выборе симметричных окончаний.

Представленные модели позволяют вычислить нормированные амплитуды мод на выходе активного проводника МФ на основе МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками для общего случая выбора его окончаний. Получено условие, обеспечивающее равенство мод на выходе МФ, и разработаны частные модели при равных окончаниях активного проводника.

2.2.3 Виток меандровой линии

Найдем условия равенства амплитуд импульсов разложения при импульсном воздействии на выходе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

Как уже отмечено выше, на выходе витка при выполнении условия разложения (1.6) отклик представляется последовательностью из четырех основных импульсов (по максимальной амплитуде): перекрестной помехи, синфазной и дифференциальной мод и дополнительным импульсом. Сначала запишем выражения, определяющие каждый из импульсов разложения, на основе модели (2.35):

$$V_{ct}(t) = T_{Vc,2}V_{0c} + T_{Vd,2}V_{0d}, \quad (2.100)$$

$$V_d(t-2T_d) = -(T_{Vc,2}\Gamma_{Scd} + T_{Vd,2}(1+\Gamma_{Sdd}))V_{0d}(t-2T_d), \quad (2.101)$$

$$V_c(t-2T_c) = (T_{Vc,2}(1+\Gamma_{Scc}) + T_{Vd,2}\Gamma_{Sdc})V_{0c}(t-2T_c), \quad (2.102)$$

$$V_{ad}(t-(T_c+T_d)) = \Gamma_{Ldc}(T_{Vc,2}\Gamma_{Scd} + T_{Vd,2}(1+\Gamma_{Sdd}))V_{0c}(t-(T_c+T_d)) + \\ + \Gamma_{Lcd}(T_{Vc,2}(1+\Gamma_{Scc}) + T_{Vd,2}\Gamma_{Sdc})V_{0d}(t-(T_c+T_d)), \quad (2.103)$$

где $V_{ct}(t)$ определяет импульс перекрестной помехи; $V_c(t)$ и $V_d(t)$ определяют импульсы синфазной и дифференциальной мод; $V_{ad}(t)$ – дополнительный импульс.

Получены выражения, определяющие нормированные амплитуды импульсов разложения на выходе витка МЛ в виде комбинаций коэффициентов матриц $\mathbf{T}_V$, $\mathbf{T}_I$, $\mathbf{Z}_{cm}$ и $\mathbf{R}_m$ при $R_{S1} \neq R_{S2}$. Так, после замены $V_{ct}(t)$, $V_c(t-2T_c)$, $V_d(t-2T_d)$ и $V_{ad}(t-(T_c+T_d))$ на V_{ct} , V_c , V_d , и V_{add} , а $V_{0c}(t-2T_a)$ и $V_{0d}(t-2T_b)$ на V_{0c} , V_{0d} в выражениях (2.100)–(2.103), а также $V_S(t)$ на V_S в выражении (2.1) модели (2.100)–(2.103) для случая $R_{S1} \neq R_{S2}$ запишутся в виде

$$V_{ct} = \frac{\gamma_{dc22}R_{S1}^{-1}}{\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}}{R_{S1}} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}}}, \quad (2.104)$$

$$V_d = \frac{2\left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}}\right)\left(\frac{\eta_I T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{\eta_V T_{Id,2}}{R_{S1}}\right)Z_d^{-1}R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_I}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}}{R_{S1}} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}}\right)^2}, \quad (2.105)$$

$$V_c = \frac{2\left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}}\right)\left(\frac{\eta_V T_{Vc,2}}{Z_d} + \frac{\eta_I T_{Ic,2}}{R_{S1}}\right)Z_c^{-1}R_{S1}^{-1}}{\left(\frac{\eta_V}{Z_c Z_d} + \frac{\gamma_{cd12}}{R_{S2}} + \frac{\gamma_{dc12}}{R_{S1}} + \frac{\eta_V}{R_{S1}R_{S2}}\right)^2}, \quad (2.106)$$

$$V_{ad} = - \frac{4 \left[\xi_I \psi_c \left(\frac{\eta_I^- T_{Vc,2}}{Z_d} + \frac{\eta_V^- T_{Ic,2}}{R_{S1}} \right) + \xi_V \psi_d \left(\frac{\eta_I^- T_{Vd,2}}{Z_c} + \frac{\eta_V^- T_{Id,2}}{R_{S1}} \right) \right]}{\left(\frac{\eta_I^-}{Z_c Z_d} + \frac{\eta_{IV}^{21}}{Z_d R_{S1}} + \frac{\eta_{IV}^{12}}{Z_c R_{S2}} + \frac{\eta_V^-}{R_{S1} R_{S2}} \right)^2 \left(\frac{Z_c}{Z_d} - \xi_V \xi_I \right) Z_d R_{S1}}, \quad (2.107)$$

где $\xi_I = \frac{T_{Ic,1} + T_{Ic,2}}{T_{Id,1} + T_{Id,2}}$; $\xi_V = \frac{T_{Vd,1} - T_{Vd,2}}{T_{Vc,1} - T_{Vc,2}}$; $\eta_{IV}^{21} = T_{Id,2} T_{Vc,1} - T_{Ic,2} T_{Vd,1}$;

$\eta_{IV}^{12} = T_{Ic,1} T_{Vd,2} - T_{Id,1} T_{Vc,2}$; $\psi_c = \left(\frac{T_{Ic,2}}{Z_c} + \frac{T_{Vc,2}}{R_{S2}} \right)$; $\psi_d = \left(\frac{T_{Id,2}}{Z_d} + \frac{T_{Vd,2}}{R_{S2}} \right)$.

Чтобы найти условия равенства амплитуд на выходе витка МЛ, нужно приравнять правую часть выражения (2.104) к правым частям каждого из выражений (2.105)–(2.107) и, выразив одно из неизвестных (Z_c , Z_d и R_{S1} , R_{S2}) через остальные, с помощью обратной подстановки найти каждое из них. Это приводит к необходимости решения квадратных уравнений, что в общем виде делать нецелесообразно из-за сложности и громоздкости записи результирующих выражений. Поэтому здесь они не приведены.

На основе приравнивания выражений (2.105) и (2.106) можно получить условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод на выходе витка МЛ:

$$\frac{Z_d (T_{Ic,2} R_{S2} + T_{Vc,2} Z_c)}{Z_c (T_{Id,2} R_{S2} + T_{Vd,2} Z_d)} = \frac{\eta_I^- T_{Vc,2} R_{S1} + \eta_V^- T_{Ic,2} Z_d}{\eta_I^- T_{Vd,2} R_{S1} + \eta_V^- T_{Id,2} Z_c}. \quad (2.108)$$

Используя выражения (2.108), легко получить условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод, которое после преобразований для витка МЛ записывается как

$$R_{S1} R_{S2} = Z_c Z_d \frac{\eta_V^-}{\eta_I^-}. \quad (2.109)$$

Из выражения (2.109) найдем условие равенства амплитуд импульсов синфазной и дифференциальной мод для случая с симметричными окончаниями ($R_{S1} = R_{S2} = R$):

$$R = \sqrt{Z_c Z_d \frac{\eta_V^-}{\eta_I^-}} \quad (2.110)$$

Таким образом, для общего случая $R_{S1} \neq R_{S2}$ и частного случая $R_{S1} = R_{S2} = R$ получены условия равенства нормированных относительно э.д.с. амплитуд синфазной и дифференциальной мод на выходе витка МЛ. С их помощью можно найти условия выравнивания всех четырех импульсов на выходе витка МЛ.

2.3 Верификация моделей вычисления временного отклика

2.3.1 Двухпроводный модальный фильтр

Для проведения верификации моделей выбраны следующие структуры двухпроводных МФ (рисунок 2.9): симметричная (структура 1); асимметричная на основе МПЛ (структура 2); с лицевой связью (структура 3); зеркально-симметричная (структура 4).

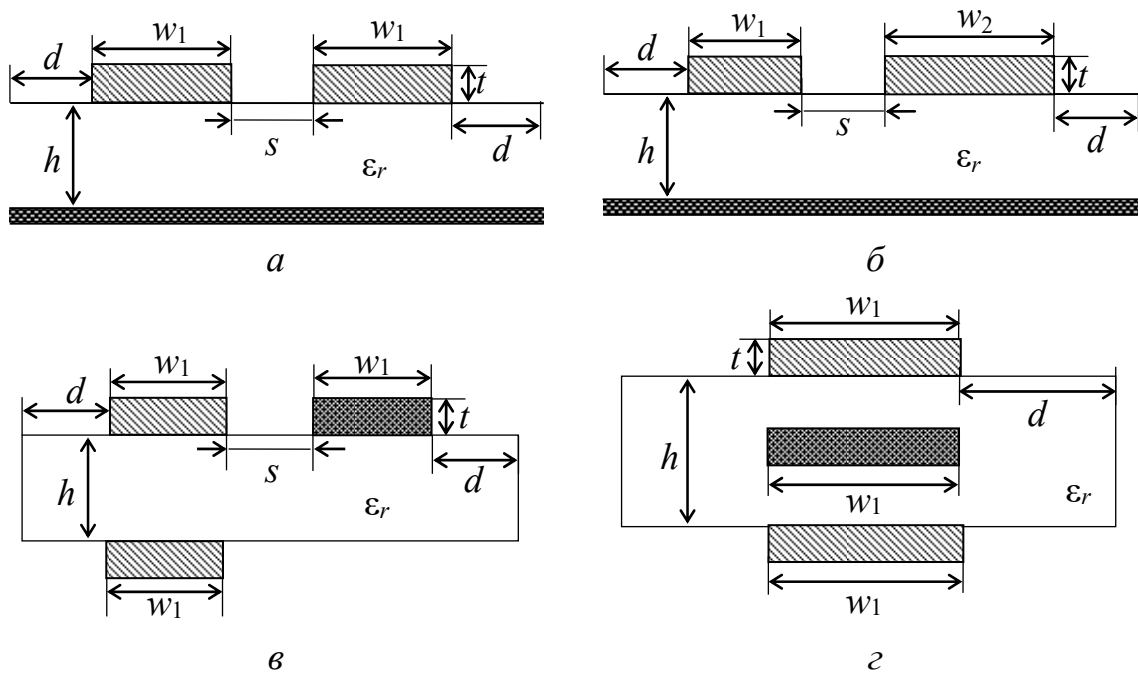


Рисунок 2.9 – Поперечные сечения исследуемых двухпроводных модальных фильтров: а – структура 1; б – структура 2; в – структура 3; г – структура 4

Параметры их поперечных сечений приведены в таблице 2.1. Схема соединений всех МФ такая же, как на рисунке 2.1. Сопротивления на концах всех МФ 50 Ом, а длина каждого из них 1 м. В качестве воздействия использовался импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В, длительностями фронта и спада по 50 пс, а плоской вершины 100 пс.

Совокупности параметров поперечных сечений фильтров определяют матрицы погонных параметров **L** и **C**, вычисленные в системе TALGAT (таблица 2.2) [140].

Таблица 2.1 – Параметры поперечного сечения модальных фильтров

Структура	h , мм	t , мкм	d , мм	w_1 , мм	w_2 , мм	s , мм	ε_r
1	1,2	18	6	2	2	2	4,5
2	0,5	35	2,55	0,850	1,7	0,2	4,5
3	0,5	105	45	15	–	15	4
4	0,5	18	1,2	1,2	–	–	4

Таблица 2.2 – Матрицы **C** и **L** для структур 1–4

Структура	L , нГн/м	C , пФ/м
1	$\begin{bmatrix} 304,267 & 115,125 \\ 115,125 & 304,267 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 130,387 & -35,6676 \\ -35,6676 & 130,387 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 294,908 & 65,5026 \\ 65,5026 & 204,855 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 124,303 & -24,3318 \\ -24,3318 & 195,102 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 789,802 & 770,312 \\ 770,312 & 791,891 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1097,70 & -1089,63 \\ -1089,63 & 1097,38 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} 333,101 & 69,3097 \\ 69,3097 & 333,101 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 117,433 & -12,3087 \\ -12,3087 & 117,433 \end{bmatrix}$

Для вычисленных матриц погонных параметров каждой из структур на основе общей модели (2.14) определены частные математические модели временного отклика на выходе активных проводников (нижний индекс введен для обозначения номера структуры):

$$V_1(l, t) = -0,844V_{0c}(t - T_c) + 0,607V_{0d}(t - T_d), \quad (2.111)$$

$$V_2(l, t) = 0,605V_{0c}(t - T_c) - 0,963V_{0d}(t - T_d), \quad (2.112)$$

$$V_3(l, t) = 0,142V_{0c}(t - T_c) - 1,330V_{0d}(t - T_d), \quad (2.113)$$

$$V_4(l, t) = 0,631V_{0c}(t - T_c) - 0,774V_{0d}(t - T_d). \quad (2.114)$$

На рисунке 2.10 приведены построенные по моделям (2.111)–(2.114) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ. Видно, что на выходе всех структур исходное воздействие раскладывается на два импульса из-за модального разложения.

Из сравнения форм напряжения, полученных разными подходами для каждой из структур, следует, что они полностью совпадают по форме, амплитудам и задержкам, что говорит о корректности предложенной модели вычисления временного отклика. Аналогичный расчет временного отклика на выходе активных проводников структур 1–4 выполнен при разных комбинациях параметров окончаний на их ближних и дальних концах (КЗ-50, 50-XX, КЗ-XX), в результате также выявлено полное совпадение откликов.

Поскольку результаты такого моделирования полностью согласуются с результатами для псевдосогласованного случая, то для экономии места они здесь не приведены.

Рассмотрим частный случай двухпроводного МФ на основе МПЛ с пассивным проводником сверху, который соединен с опорным проводником на обоих концах (рисунок 2.11) [134].

Параметры поперечного сечения МФ: $w = 0,9$ мм, $w_1 = 1$ мм, $t = 18$ мкм, $h = 1$ мм, $h_1 = 0,200$ мм, $\epsilon_r = 4,5$. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В, длительностями фронта, плоской вершины и спада импульса по 50 пс. Длина МФ $l = 1$ м. Значения окончаний активного проводника $R_1 = R_2 = 50$ Ом. Для заданных параметров поперечного сечения и окончаний активного проводника МФ аналитическая модель вычисления отклика на его выходе, полученная на основе общей модели (2.14), имеет вид

$$V(l, t) = 0,445V_{0c}(t - T_c) - 0,702V_{0d}(t - T_d). \quad (2.115)$$

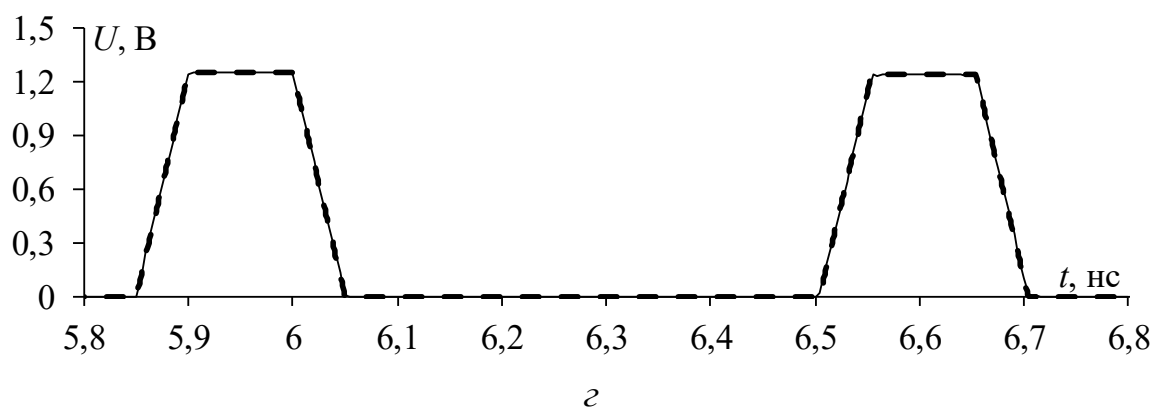
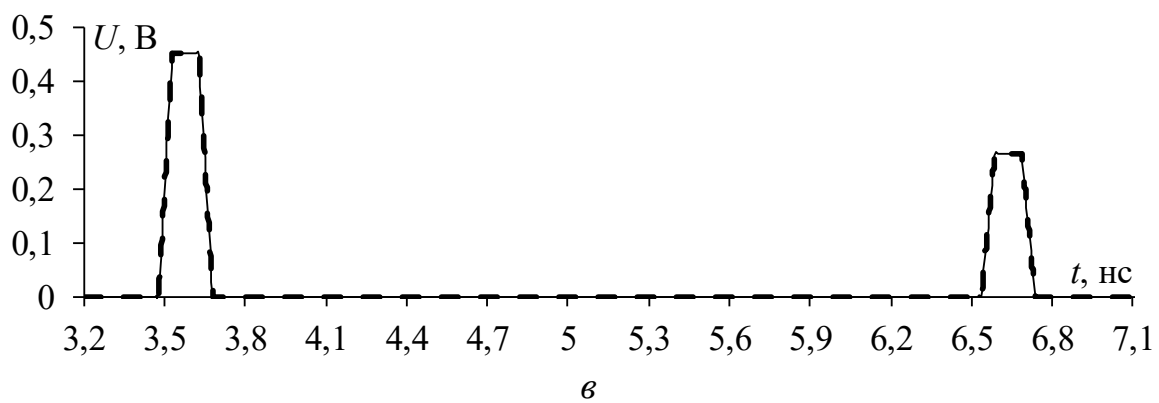
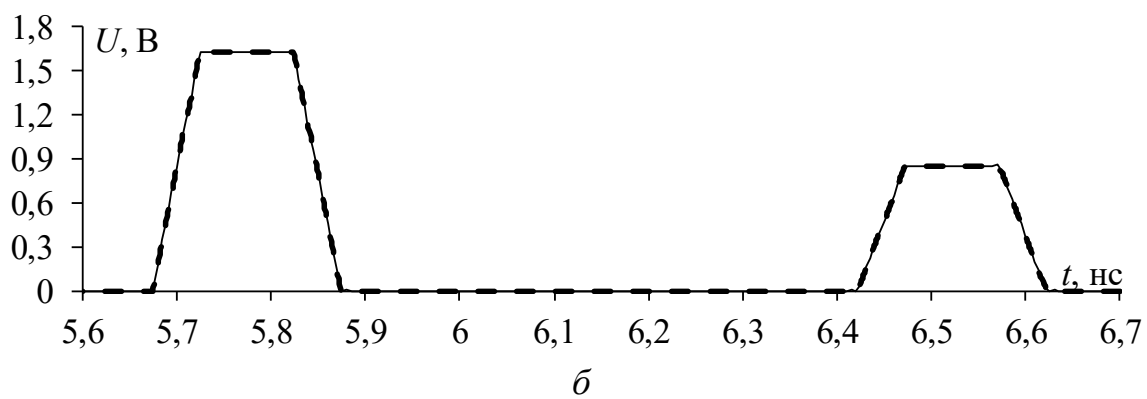
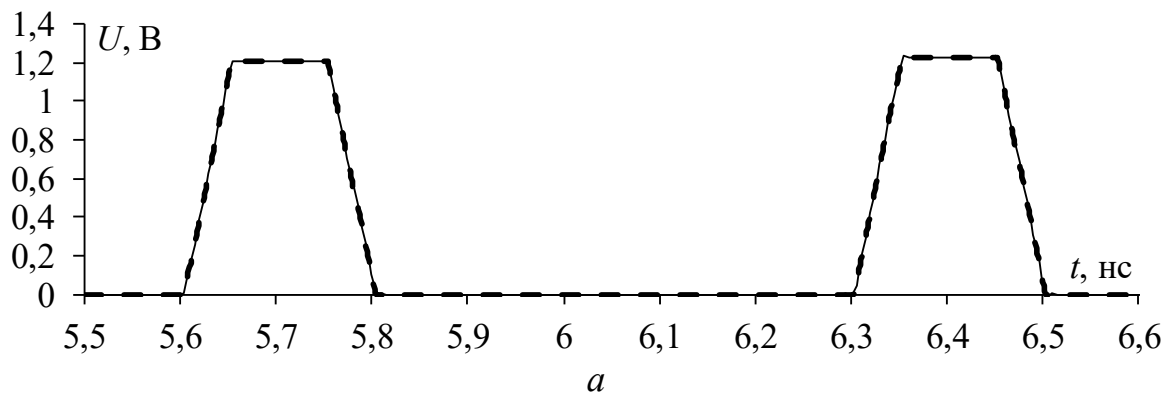


Рисунок 2.10 – Формы напряжений на выходе структур 1–4 (а–г), построенные по моделям (2.111)–(2.114) (—) и численно (—)

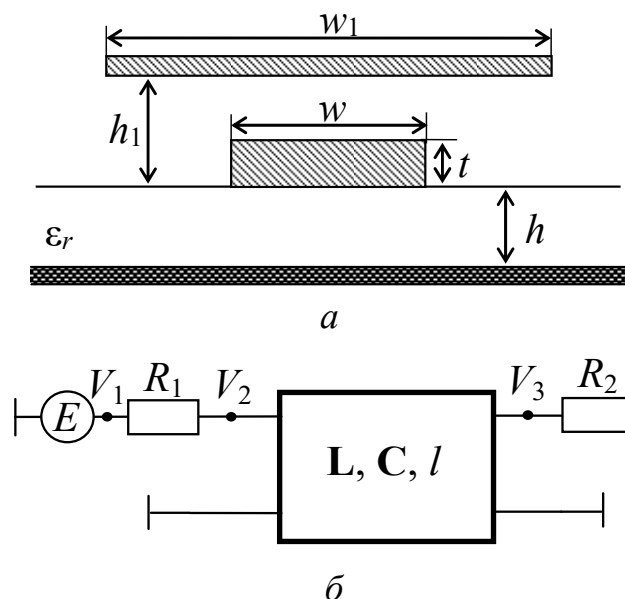


Рисунок 2.11 – Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) модального фильтра на основе микрополосковой линии с заземленным пассивным проводником сверху

На рисунке 2.12 приведены рассчитанные по модели (2.115) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ на основе МПЛ с заземленным пассивным проводником сверху. Видно, что на выходе МФ воздействие разложено на два импульса меньшей амплитуды. Отклики, найденные аналитически и численно, полностью накладываются друг на друга (совпадают по форме, амплитудам и задержкам), что говорит о применимости модели (2.14) для вычисления отклика рассматриваемого МФ.

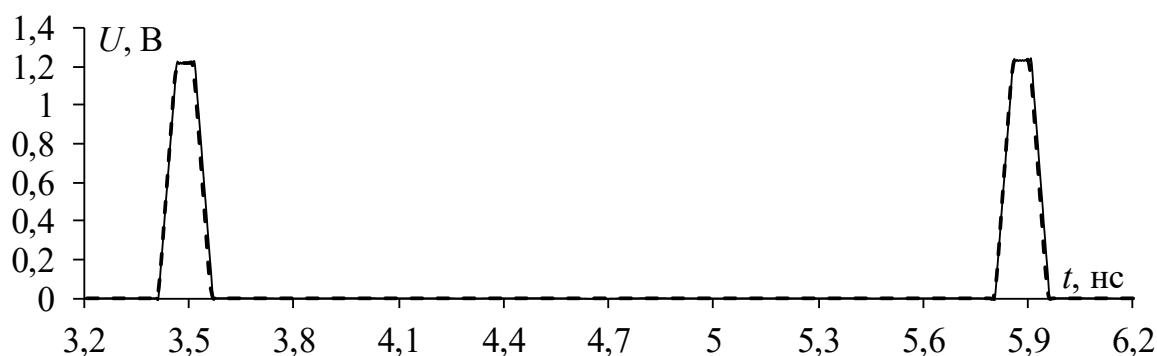


Рисунок 2.12 – Формы напряжений модального фильтра с пассивным проводником сверху, полученные по модели (2.115) (---) и численно (—)

Рассмотрены другие случаи выбора окончаний пассивного проводника («начало-конец»): 50-КЗ, КЗ-50. Также выявлено полное совпадение временных откликов, полученных разными подходами.

Для полной компенсации или уменьшения влияния электромагнитных помех на распространение сигналов в связанных линиях применяют различные схемы их согласования на дальнем конце [141]. Поэтому рассмотрим согласование двухпроводного МФ с симметричным поперечным сечением (распространяются чётная и нечётная моды) на выходе с помощью П- и Т-образных схем (рисунок 2.13) [142, 143].

Определим сопротивления R_1 и R_2 для каждой из схем включения. При синфазной передаче сигнала волновое сопротивление МФ составляет $Z_e/2$, а при дифференциальной – $2Z_o$ (где Z_e и Z_o – волновые сопротивления чётной и нечётной мод) [119].

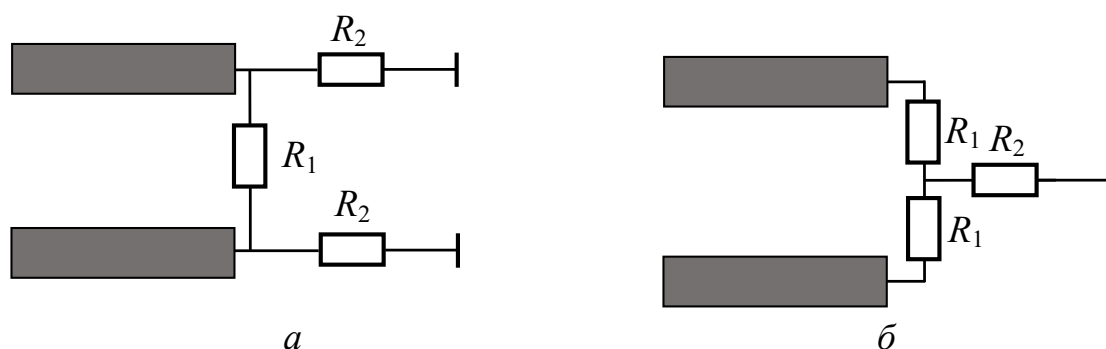


Рисунок 2.13 – П-образная (а) и Т-образная (б) схемы включения

Характеристические импедансы синфазного Z_c и дифференциального Z_d режимов распространения сигнала при согласовании П-образной схемой (рисунок 2.13,а) определяются выражениями

$$Z_c = \frac{R_2}{2}, \quad Z_d = \frac{R_1 \cdot 2R_2}{R_1 + 2R_2}, \quad (2.116)$$

откуда получим

$$R_1 = \frac{2Z_e Z_o}{Z_e - Z_o}, \quad R_2 = Z_e. \quad (2.117)$$

Аналогичным образом при Т-образном включении характеристические импедансы синфазного и дифференциального режимов определяются как

$$Z_c = \frac{R_1}{2} + R_2, \quad Z_d = 2R_1, \quad (2.118)$$

откуда получим

$$R_1 = Z_o, \quad R_2 = \frac{Z_e - Z_o}{2}. \quad (2.119)$$

Поперечное сечение исследуемого МФ аналогично представленному на рисунке 2.9,а.

Его параметры: $w_1 = 500$ мкм, $s = 200$ мкм, $h = 570$ мкм, $t = 18$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$. Схемы соединений МФ при согласовании его выхода П- и Т-образными схемами показаны на рисунке 2.14. Длина МФ $l = 1$ м, сопротивления $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом.

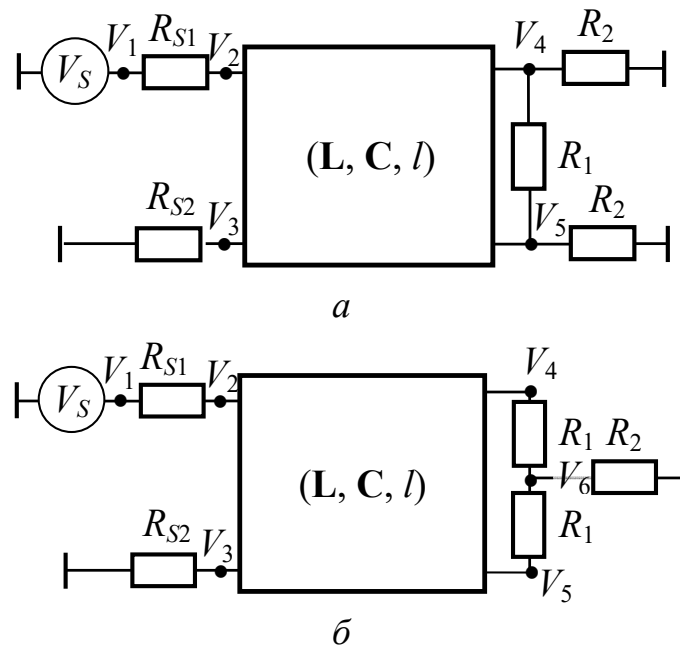


Рисунок 2.14 – Схемы соединений двухпроводного модального фильтра при согласовании на его выходе с помощью П-образной (а) и Т-образной (б) схем

Согласно выражениям (2.117) значения сопротивлений при П-образной схеме составляют $R_1 = 137$ Ом и $R_2 = 67$ Ом, а по выражениям (2.119) при Т-образной схеме – $R_1 = 34$ Ом и $R_2 = 16$ Ом. Матрицы модальных импедансов на дальнем конце

в соответствии с формулой (2.4) при использовании П- и Т-образных схем ($\mathbf{R}_{TLm}$ $\mathbf{R}_{PLm}$) записываются как [144]

$$\mathbf{R}_{TLm} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_1} & -\frac{1}{R_1} \\ -\frac{1}{R_1} & \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_1} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (2.120)$$

$$\mathbf{R}_{PLm} = \begin{bmatrix} Z_o + R_2 & R_2 \\ R_2 & Z_o + R_2 \end{bmatrix}.$$

Несмотря на то что матрицы модальных импедансов $\mathbf{R}_{TLm}$ и $\mathbf{R}_{PLm}$ рассчитываются по-разному, результат получается одинаковым, что в совокупности с симметричным поперечным сечением МФ приводит к равенству нулю всех коэффициентов отражения на дальнем конце МФ, вычисляемых по формуле (2.7). Поэтому для определения формы напряжения на выходе МФ с симметричным поперечным сечением, согласованного на выходе с помощью П- и Т-образных схем, можно использовать аналитические модели (2.14) в сокращенном виде. Поскольку для П- и Т-образных схем матрицы $\mathbf{R}_{TLm}$ и $\mathbf{R}_{PLm}$ одинаковы, то и отклики на выходе МФ при их использовании будут одинаковы. Тогда целесообразно привести результаты только для одной схемы, например П-образной.

Для выбранных параметров поперечного сечения общая модель (2.14) на выходе (узел V_4 на рисунке 2.14) двухпроводного МФ, согласованного П-образной схемой, преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,707[V_{0c}(t - T_c)] + 0,707[V_{0d}(t - T_c)]. \quad (2.121)$$

На рисунке 2.15 показаны рассчитанные по модели (2.121) и численно формы напряжения на выходе активного проводника МФ. Видно, что воздействие разложено на два импульса меньшей амплитуды. Формы напряжения, полученные аналитически и численно, совпадают, что говорит о возможности применения аналитической модели (2.121) для вычисления отклика рассматриваемого МФ.

Как видно на рисунке 2.15, формы напряжения при использовании П- и Т-образных схем согласования, полученные численным моделированием и по аналитической модели, полностью совпадают.

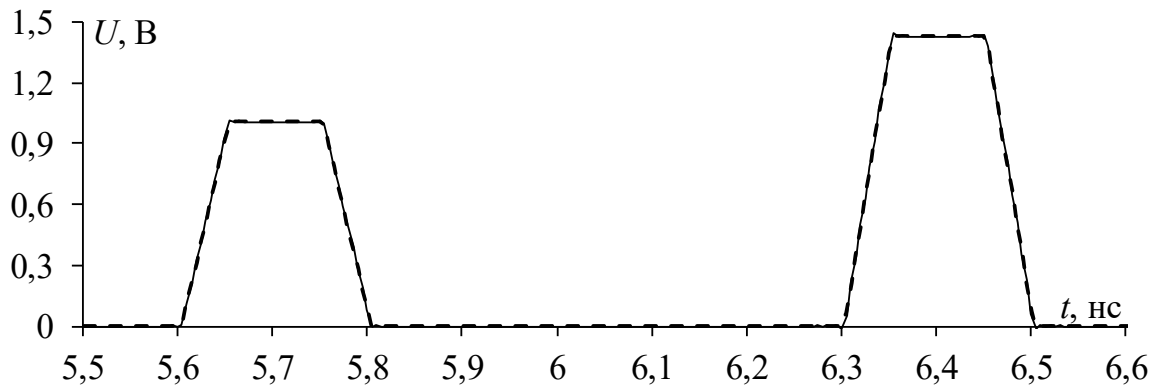


Рисунок 2.15 – Формы напряжения на выходе симметричного двухпроводного модального фильтра, согласованного на выходе П-образной схемой, полученные по модели (2.121) (---) и численно (—)

Так, в момент времени $t_1 = 5,605$ нс максимальная амплитуда первого импульса $U_1 = 1,02$ В, а второго – $U_2 = 1,42$ В в момент времени $t_2 = 6,305$ нс.

Таким образом, в результате сравнения временных откликов на выходе двухпроводного МФ с разной структурой поперечного сечения (разным типом связи) показана корректность общей модели (2.14) вычисления временного отклика и частных моделей (2.111)–(2.114), полученных для этих структур. Также показано, что общая модель (2.14) применима для анализа частных случаев выбора окончаний пассивного проводника: 50–КЗ, КЗ–50, КЗ–КЗ. Продемонстрировано, что аналитическая модель (2.121), полученная на основе модели (2.14), применима для вычисления формы напряжения при согласовании МФ с помощью П- и Т-образных схем. Нужно отметить, что разработанные модели позволяют вычислить временной отклик на воздействие любой формы.

2.3.2 Трехпроводный модальный фильтр

Для валидации разработанных моделей выбрана структура трёхпроводного МФ на основе МПЛ. Геометрическая модель его поперечного сечения показана на рисунке 2.16. Параметры сечения: $w = 2$ мм, $s = 0,25$ мм, $t = 18$ мкм, $h = 0,5$ мм, $\varepsilon_r = 4,5$.

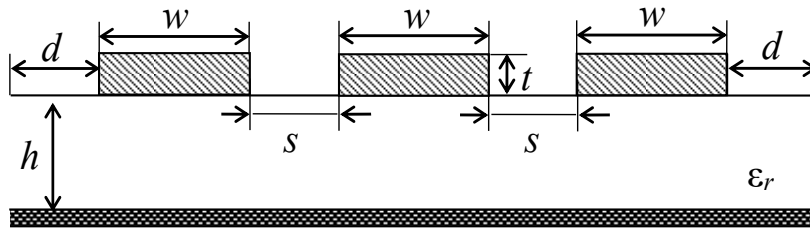


Рисунок 2.16 – Поперечное сечение трехпроводного модального фильтра

Схема соединения МФ такая же, как на рисунке 2.4 (длина МФ 1 м). В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада по 50 пс. Значения сопротивлений на концах МФ $R_{Si} = R_{Li} = 50$ Ом. Выбор равных окончаний на ближнем и дальнем концах МФ приводит к равенству нулю элементов матрицы импедансов (поскольку окончания симметричные, то индексы S и L здесь опущены) R_{ab} , R_{ba} , R_{cb} , R_{bc} в формулах (2.19)–(2.20) и матрицы отражения Γ_{ab} , Γ_{ba} , Γ_{cb} , Γ_{bc} в формулах (2.21)–(2.22). Тогда общая модель (2.30) на выходе трехпроводного МФ преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,638V_{0a}(t - T_a) + 0,901V_{0b}(t - T_b) + 0,611V_{0c}(t - T_c). \quad (2.122)$$

Найдем формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного МФ по модели (2.122) и численно (рисунок 2.17). На рисунке 2.17 видим, что на выходе МФ воздействие разложилось на три импульса меньшей амплитуды. Отклики, рассчитанные аналитически и численно, совпадают, что говорит о корректности общей модели (2.30) и частной модели (2.122). Для рассматриваемого МФ дополнительно разными методами вычис-

лены отклики в остальных узлах схемы, приведенной на рисунке 2.4. В результате выявлено их полное совпадение.

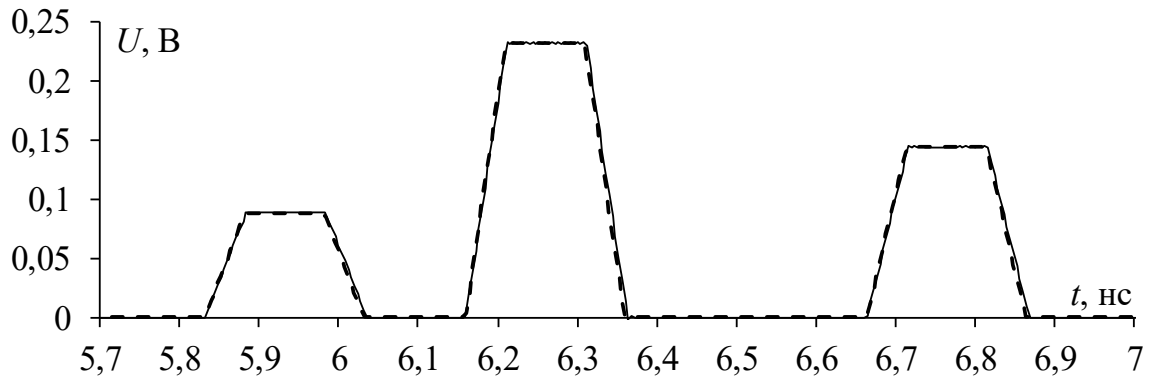


Рисунок 2.17 – Формы напряжения на выходе активного проводника модального фильтра, полученные по модели (2.122) (—) и численно (---)

Рассмотрим частный случай трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными на концах пассивными проводниками сверху (рисунок 2.18). Параметры его поперечного сечения: $w = 0,3$ мм, $w_1 = 1$ мм, $h = 1$ мм, $h_1 = 0,1$ мм, $s = 0,49$ мм, $t = 18$ мкм. Схема соединений этого МФ такая же, как на рисунке 2.8. Длина МФ $l = 1$ м, сопротивления на концах его активного проводника $R_S = R_L = 50$ Ом.

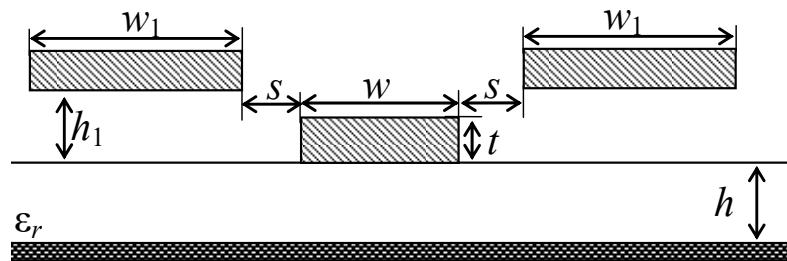


Рисунок 2.18 – Поперечное сечение модального фильтра на основе микрополосковой линии с двумя заземленными пассивными проводниками сверху

Пассивные проводники МФ на концах электрически соединены с опорной плоскостью. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 5 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 50 пс.

Симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ в совокупности с выражением (2.86) приводит к равенству нулю элементов матриц отражения Γ_{ac} , Γ_{bc} , Γ_{ca} и Γ_{cb} в формулах (2.21) и (2.22) (поскольку окончания симметричны, то индексы S и L здесь опущены). Это также обуславливает равенство нулю коэффициента $T_{Va,3}$, что исключает третье слагаемое из модели отклика на выходе активного проводника трехпроводного МФ (2.30). Тогда для параметров исследуемого МФ модель (2.30) временного отклика в узле V_3 преобразуется к виду

$$V(l, t) = 0,406V_{0a}(t - T_a) + 0,632V_{0b}(t - T_b). \quad (2.123)$$

На рисунке 2.19 показаны полученные по модели (2.123) и численно формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя пассивными проводниками сверху.

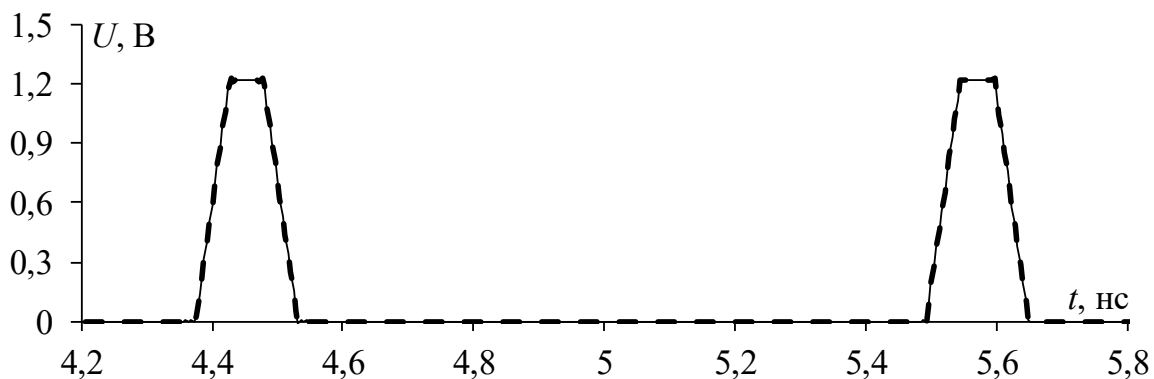


Рисунок 2.19 – Формы напряжения на выходе активного проводника трехпроводного модального фильтра с двумя пассивными проводниками сверху, полученные по модели (2.123) (—) и численно (—)

Как видно, на выходе МФ воздействие разложилось лишь на два импульса меньшей амплитуды, поскольку $T_{Va,3} = 0$. Отклики, полученные аналитически и численно, полностью совпадают, что подтверждает применимость общей модели (2.30) для определения отклика в случае заземленных на концах пассивных проводников МФ.

Таким образом, показана корректность общей аналитической модели (2.30) и разработанной частной модели

(2.122) для вычисления временного отклика на выходе трехпроводного МФ. Установлено, что общая модель (2.30) применима для частного случая МФ, когда его пассивные проводники соединены с опорной плоскостью.

2.3.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Валидацию моделей МЛ начнем с витка МЛ на основе МПЛ, где асимметрия поперечного сечения обеспечивается разной шириной сигнальных проводников (см. рисунок 2.9,б). Параметры поперечного сечения: $w_1 = 0,85$ мм, $w_2 = 1,7$ мм, $h = 0,5$ мм, $s = 0,2$ мкм, $t = 35$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$ [137].

Схема соединений витка МЛ соответствует схеме на рисунке 2.6. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и общей длительностью 50 пс. Длина полувитка $l = 0,3$ м. Поскольку модель (2.35) является универсальной и применима для вычисления отклика в случае произвольных (асимметричных) окончаний витка, то рассмотрим три варианта выбора окончаний: $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом; $R_{S1} = 50$ Ом, $R_{S2} = 100$ Ом; $R_{S1} = 100$ Ом, $R_{S2} = 50$ Ом. Для краткости изложения приведем результаты только для случая $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом. Для выбранных параметров витка МЛ модель (2.35) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} V(l, t) = & 0,741V_{0c}(t) + 0,455V_{0d}(t) - 0,724V_{0c}(t - 2T_c) - \\ & - 0,642V_{0d}(t - 2T_d) - 0,066V_{0c}(t - (T_c + T_d)) - \\ & - 0,109V_{0d}(t - (T_d + T_c)). \end{aligned} \quad (2.124)$$

На рисунке 2.20 показаны полученные по модели (2.124) и численно формы напряжения на выходе витка МЛ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников при $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом.

Видно, что формы напряжения на выходе витка представлены последовательностями из четырех основных импульсов: перекрестной помехи, импульсов синфазной и дифференциальной мод, а также дополнительного импульса. Формы напряжения на выходе

витка МЛ, полученные аналитически и численно, полностью совпадают, что подтверждает корректность вычисления временного отклика по модели (2.124). Формы напряжения для других комбинаций окончаний витка МЛ также совпали.

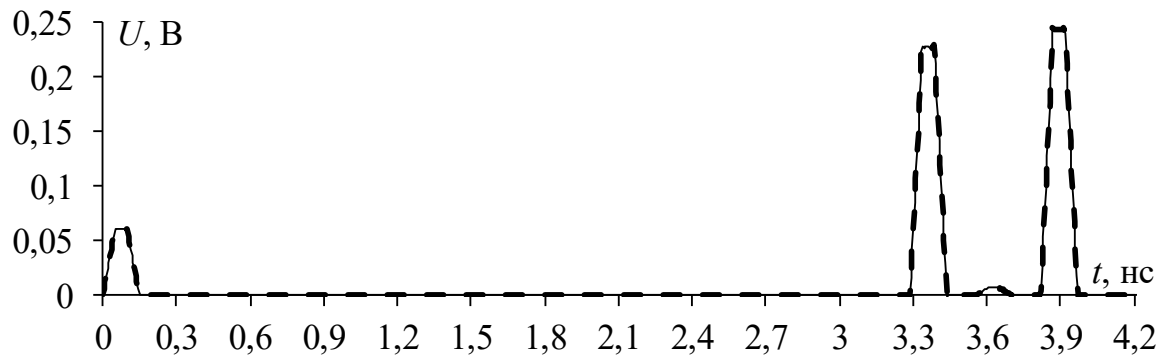


Рисунок 2.20 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии на основе микрополосковой линии с разной шириной сигнальных проводников, полученные по модели (2.124) (—) и численно (—)

Проведем анализ витка МЛ с лицевой связью. Поперечное сечение такой структуры показано на рисунке 2.9,в, параметры поперечного сечения: $w_1 = 1$ мм, $h = 0,710$ мм, $s = 0,1$ мм, $t = 35$ мкм, $\epsilon_r = 4,5$. Схема соединений такая же, как на рисунке 2.6. В качестве воздействия выбран тот же импульс, что и для витка МЛ на основе МПЛ. Длина витка 0,45 м. Как и для витка МЛ на основе МПЛ, рассматривались различные комбинации окончаний, но для краткости изложения представим результаты только при $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом. Для выбранных параметров витка МЛ модель (2.35) записывается как

$$\begin{aligned} V(l, t) = & 0,653V_{0c}(t) + 0,969V_{0d}(t) - 0,247V_{0c}(t - 2T_c) - \\ & - 0,215V_{0d}(t - 2T_d) - 0,174V_{0c}(t - (T_c + T_d)) - \\ & - 0,179V_{0d}(t - (T_d + T_c)). \end{aligned} \quad (2.125)$$

На рисунке 2.21 приведены полученные по модели (2.125) и численно формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью при $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом.

Видно, что формы напряжения на выходе такого витка, как и для витка на основе МПЛ, представлены последовательностями из четырех импульсов. Примечательно, что дополнительный импульс выражен более существенно, чем для витка на основе МПЛ.

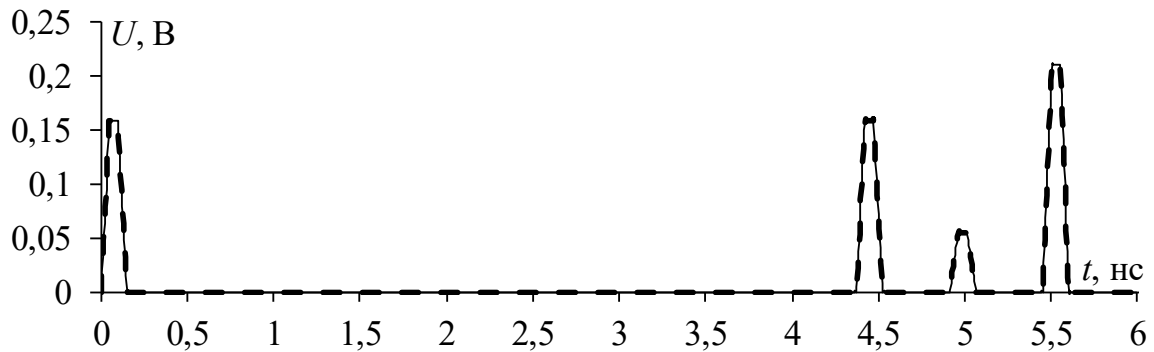


Рисунок 2.21 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии с лицевой связью, полученные по модели (2.125) (—) и численно (—)

Формы напряжения на выходе витка МЛ, рассчитанные аналитически и численно, полностью совпадают, что подтверждает корректность модели (2.125) и применимость общей модели (2.35) для структур с лицевой связью. Формы напряжения, вычисленные для других комбинаций окончаний витка МЛ, также совпали.

Таким образом, на основе общей модели (2.35) получены частные модели (2.124) и (2.125) для витка МЛ на основе МПЛ и с лицевой связью. Полное совпадение временных откликов, рассчитанных с помощью моделей (2.124), (2.125) и численно, подтверждает их корректность. При этом модели позволяют определить отклик на воздействие произвольной формы.

2.3.4 Виток меандровой линии из двух отрезков

Рассмотрим виток МЛ из двух отрезков на основе симметричной МПЛ [138]. Поперечное сечение каждого отрезка показано на рисунке 2.9,а. Ширина сигнального проводника и расстояние между ними у отрезка 1 $w_1 = 0,8$ мм и $s = 0,1$ мм, у отрезка 2 – $w_1 = 1$ мм и $s = 0,2$ мм. В качестве основы выбран материал с

параметрами $h = 0,51$ мм, $t = 18$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$. Схема соединений витка такая же, как на рисунке 2.7 (длина отрезков $l_1 = l_2 = 0,2$ м). Сопротивления окончаний витка приняты $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом. Воздействие проводилось тем же импульсом, что и в п. 2.3.3. Для выбранных параметров отрезков 1 и 2 витка МЛ модель (2.49) с учётом выражения (2.36) записывается как

$$\begin{aligned} V(l, t) = & 0,707V_{0e}(t) + 0,707V_{0o}(t) - 0,058V_{0e}(t - 2T_{e1}) + \\ & + 0,004V_{0o}(t - 2T_{o1}) - 0,607V_{0e12}(t - 2(T_{e1} + T_{e2})) + \\ & + 0,785V_{0o12}(t - 2(T_{o1} + T_{o2})). \end{aligned} \quad (2.126)$$

На рисунке 2.22 показаны формы напряжения на выходе витка МЛ из двух отрезков при $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом, полученные по модели (2.126) и численно.

Видно, что на выходе витка МЛ наблюдается последовательность из трех основных импульсов, а между импульсами перекрестной помехи и нечётной моды приходит импульс, отраженный от стыка между отрезками и имеющий отрицательную полярность.

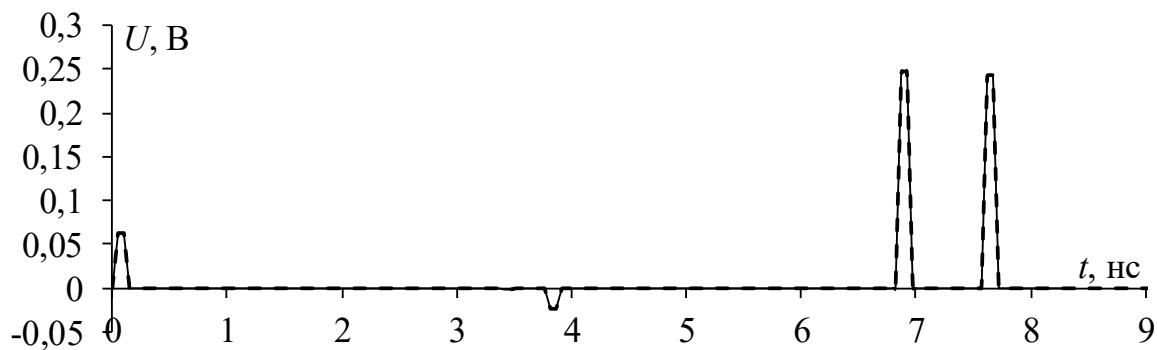


Рисунок 2.22 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии из двух отрезков, полученные по модели (2.126) (---) и численно (—)

Рассчитанные аналитически и численно формы напряжения на выходе витка МЛ из двух отрезков полностью совпали, что подтверждает корректность общей модели (2.49) и полученной на ее основе частной модели (2.126). Были вычислены формы напряжения в других узлах схемы, приведенной на рисунке 2.7. Результаты полностью совпали.

Таким образом, на основе общей модели (2.49) разработана частная модель (2.126) для витка МЛ из двух отрезков с симметричными поперечными сечениями. Результаты сравнения форм напряжения, полученных на основе модели (2.126) и численного моделирования, подтвердили корректность общей модели (2.49).

2.4 Валидация условий равенства амплитуд импульсов разложения

2.4.1 Двухпроводный модальный фильтр

Сначала выполним проверку условия (2.57). Для моделирования используем МФ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников с поперечным сечением, соответствующим рисунку 2.9,б. Параметры поперечного сечения: $w_1 = 900$ мкм, $w_2 = 1,1$ мм, $s = 0,1$ мм, $h = 0,6$ мм, $t = 18$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$. Схема соединений МФ соответствует рисунку 2.1. Длина МФ для всех рассматриваемых случаев выбрана $l = 1$ м, чтобы обеспечить условие разложения (1.2). Во всех случаях в качестве воздействия используется импульс в виде трапеции с длительностями плоской вершины, фронта и спада по 50 пс. Поскольку выражения, определяющие амплитуды импульсов на выходе МФ, нормированы относительно амплитуды э.д.с. источника, то она выбрана 1 В. Значения окончаний $R_{S1} = R_{L1} = 50$ Ом. При указанных параметрах поперечного сечения МФ матрицы $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$ составляют

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 315,03 & 116,74 \\ 116,74 & 288,98 \end{bmatrix} \text{ нГн/м,}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 125,57 & -37,86 \\ -37,86 & 140,52 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

На основе матриц $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$ вычисляем погонные задержки: синфазной моды $\tau_c = 6,31$ нс/м; дифференциальной моды $\tau_d = 5,62$ нс/м мод. Затем по выражению (1.15) рассчитываем матрицу $\mathbf{Z}_{cm}$, а по (2.2) – $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 65,8 & 0 \\ 0 & 33,2 \end{bmatrix} \text{ Ом}; \quad \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,69457 & -0,78014 \\ 0,71942 & 0,62561 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,62561 & -0,71942 \\ 0,78014 & 0,69457 \end{bmatrix}.$$

Используя выражение (2.58), находим сопротивление $R_{S2} = 84,21 \text{ Ом}$ (для заданного $R_{L2} = 100 \text{ Ом}$). При подстановке значений R_{S2} и R_{L2} в условие (2.57) его левая и правая части составляют 1,389, т. е. условие (2.57) выполняется.

Подставляя значения R_{S2} и R_{L2} в модели (2.55) и (2.56), вычисляем амплитуды синфазной и дифференциальной мод, которые составляют 0,244 В и 0,241 В соответственно. В результате условие (2.57) обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ с точностью до второго знака (на рассмотренном примере). Наряду с этим численно и аналитически получены формы напряжения на выходе активного проводника МФ, которые полностью совпали.

Далее рассмотрим случай, когда $R_{S2} = 0$ и выполнена проверка условия (2.66). Выберем параметры поперечного сечения: $w_1 = 1280 \text{ мкм}$, $w_2 = 1,1 \text{ мм}$, $h = 0,6 \text{ мм}$, $s = 0,1 \text{ мм}$, $t = 18 \text{ мкм}$, $\varepsilon_r = 4,5$. Значения окончаний $R_{S1} = 50 \text{ Ом}$ и $R_{L1} = 75 \text{ Ом}$ (см. рисунок 2.1). Вычислим матрицы $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 264,59 & 100,24 \\ 100,24 & 283,72 \end{bmatrix} \text{ нГн/м};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 153,61 & -38,16 \\ -38,16 & 140,28 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Найдем погонные задержки мод исследуемой структуры: $\tau_c = 6,36 \text{ нс/м}$, $\tau_d = 5,68 \text{ нс/м}$. Вычислим матрицы $\mathbf{Z}_{cm}$ и $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 58,5 & 0 \\ 0 & 30,8 \end{bmatrix} \text{ Ом}; \quad \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,71767 & -0,64291 \\ 0,69639 & 0,76594 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,76594 & -0,69639 \\ 0,64291 & 0,71767 \end{bmatrix}.$$

Используя выражение (2.67), найдем сопротивление на дальнем конце пассивного проводника МФ: $R_{L2} = 101,2$ Ом. При подстановке значения R_{L2} в условие (2.66) его левая и правая части равны 0,909, что говорит о его выполнении. При подстановке значения R_{L2} в модели (2.68) и (2.69) амплитуды мод равны по 0,281 В. В результате условие (2.66) обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе МФ. Кроме того, выполнено сравнение форм напряжения на выходе МФ, полученных аналитически и численно, в результате которого выявлено их полное совпадение.

Следующим рассмотрим случай, когда $R_{L2} = 0$ и выполнена проверка условия (2.72). Выберем параметры поперечного сечения: $w_1 = 1,42$ мм, $w_2 = 1,2$ мм, $h = 0,6$ мм, $s = 0,1$ мм, $t = 18$ мкм, $\epsilon_r = 4,5$. Значения окончаний $R_{S1} = 50$ Ом и $R_{L1} = 75$ Ом (см. рисунок 2.1). Вычислим матрицы **L** и **C**:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 249,20 & 91,81 \\ 91,81 & 270,07 \end{bmatrix} \text{ нГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 163,83 & -39,21 \\ -39,21 & 147,61 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Рассчитаем погонные задержки мод исследуемой структуры: $\tau_c = 6,36$ нс/м, $\tau_d = 5,68$ нс/м. Вычислим матрицы **Z_{cm}**, **T_V** и **T_I**:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 54,6 & 0 \\ 0 & 29,6 \end{bmatrix} \text{ Ом; } \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,71947 & -0,63401 \\ 0,69452 & 0,77333 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,77333 & -0,69452 \\ 0,63401 & 0,71947 \end{bmatrix}.$$

Используя выражение (2.73), найдем сопротивление на ближнем конце пассивного проводника: $R_{S2} = 74,4$ Ом. При подстановке значения R_{S2} в (2.72) его левая и правая части составляют 0,898 и 0,899 соответственно, то есть условие выполняется с хорошей точностью. При подставке значения R_{S2} в формулы (2.74) и (2.75) амплитуды мод составляют по 0,301 В. В результате

условие (2.72) обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе данного МФ. Также было выполнено сравнение форм напряжения на выходе МФ, полученных аналитически и численно, которые полностью совпали.

Наконец, выполним проверку условий равенства амплитуд импульсов разложения при $R_{S2} = R_{L2} = 0$ на примере МФ с заземленным на концах пассивным проводником сверху (см. рисунок 2.11). Параметры его поперечного сечения: $w = 0,9$ мм, $w1 = 1$ мм, $h = 1$ мм, $h1 = 0,2$ мм, $t = 18$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$. Их совокупность определяет значения матриц $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 426,91 & 344,02 \\ 344,02 & 444,54 \end{bmatrix} \text{ нГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 123,69 & -55,83 \\ -55,83 & 69,64 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Погонные задержки мод исследуемой структуры составляют $\tau_c = 5,87$ нс/м и $\tau_d = 3,42$ нс/м. Вычисленные матрицы $\mathbf{Z}_{cm}$, $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 95,29 & 0 \\ 0 & 37,3 \end{bmatrix} \text{ Ом; } \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,77567 & -0,01983 \\ 0,63114 & 0,9998 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,9998 & -0,63114 \\ 0,01983 & 0,77567 \end{bmatrix}.$$

Сначала оценим выполнение условия (2.78). При подстановке вычисленных значений в условие (2.78) его левая часть составляет 2,55, а правая – 2,51, то есть условие выполняется с хорошей точностью.

Были вычислены амплитуды мод для окончаний $R_{S1} = 50$ Ом и $R_{L1} = 100$ Ом, а также $R_{S1} = R_{L1} = 50$ Ом и $R_{S1} = R_{L1} = (Z_c Z_d)^{0,5} = 59,6$ Ом. Для $R_{S1} = 50$ Ом и $R_{L1} = 100$ Ом условие выполняется при расчете амплитуд по формулам (2.79) и (2.80), для $R_{S1} = R_{L1} = 50$ Ом – по (2.83) и (2.84), а для $R_{S1} = R_{L1} = (Z_c Z_d)^{0,5} = 59,6$ Ом – по (2.85). Амплитуды синфазной U_c и дифференциальной U_d мод приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Вычисленные амплитуды составляющих отклика на выходе модального фильтра

Значения сопротивлений	$U_c, \text{В}$	$U_d, \text{В}$
$R_{S1} = 50 \text{ Ом}, R_{L1} = 100 \text{ Ом}$	0,312	0,310
$R_{S1} = R_{L1} = 50 \text{ Ом}$	0,245	0,240
$R_{S1} = R_{L1} = \sqrt{Z_c Z_d}$	0,238	0,235

Из таблицы видно, что значения амплитуд для каждого случая совпадают с хорошей точностью. Наряду с этим выполнен аналитический и численный расчет форм напряжения, которые также совпали.

Таким образом, на примере структур двухпроводного МФ с произвольными параметрами поперечного сечения показано, что выполнение полученных в п. 2.2.1 условий обеспечивает равенство импульсов синфазной и дифференциальной мод на выходе МФ. Их можно использовать в качестве целевой функции при оптимизации поперечного сечения МФ (при заданных сопротивлениях на концах) по критерию равенства амплитуд импульсов мод.

2.4.2 Трехпроводный модальный фильтр

Выполним проверку условия равенства амплитуд импульсов разложения (2.93) на выходе трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху (см. рисунок 2.18). Параметры поперечного сечения: $w = 0,3 \text{ мм}$, $w_1 = 1 \text{ мм}$, $h = 1 \text{ мм}$, $h_1 = 0,1 \text{ мм}$, $s = 0,49 \text{ мм}$, $t = 18 \text{ мкм}$, $\epsilon_r = 4,5$. Схема соединений МФ такая же, как на рисунке 2.8. Длина МФ $l = 1 \text{ м}$. В качестве воздействия используем тот же импульс, что и в п. 2.4.1. Вычислим матрицы **L** и **C**:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 526,7 & 230,9 & 230,9 \\ 230,9 & 414,7 & 141,7 \\ 230,9 & 141,7 & 414,7 \end{bmatrix} \text{ нГн/м};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 71,7 & -20,1 & -21,02 \\ -20,1 & 60,3 & -5,1 \\ -21,02 & -5,1 & 60,3 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

На их основе рассчитаем погонные задержки: $\tau_a = 5,49$ нс/м, $\tau_b = 4,37$ нс/м, $\tau_c = 4,22$ нс/м. Найдем матрицы $\mathbf{Z}_{cm}$, $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 137,6 & 0 & 0 \\ 0 & 56,4 & 0 \\ 0 & 0 & 64,6 \end{bmatrix} \text{ Ом;}$$

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,78809 & 0,27098 & 0 \\ 0,43527 & -0,68065 & 0,70711 \\ 0,43527 & -0,68065 & -0,70711 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,96258 & 0,61556 & 0 \\ 0,19162 & -0,55726 & 0,70711 \\ 0,19162 & -0,55726 & -0,70711 \end{bmatrix}.$$

Проверим выполнение условия (2.93) для общего случая выбора разных окончаний активного проводника. При подстановке элементов матриц $\mathbf{Z}_{cm}$, $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$ в условие (2.93) его левая и правая части составляют 1,564. Амплитуды импульсов, вычисленные по формулам (2.94) и (2.95) для мод a и b , равны 0,343 В каждая (при $R_S = 50$ Ом, $R_L = 100$ Ом). Также были оценены амплитуды импульсов мод для случая равных окончаний активного проводника по выражениям (2.98) и (2.99). При этом сопротивления окончаний $R_S = R_L = 50$ Ом. В результате амплитуды двух мод составили по 0,244 В. Также выполнен аналитический и численный расчет форм напряжения, в результате которого выявлено их полное совпадение.

Таким образом, на примере трехпроводного МФ на основе МПЛ с двумя заземленными проводниками сверху показано, что выполнение условия (2.99) обеспечивает равенство амплитуд импульсов мод на выходе фильтра. Как и для двухпроводного МФ, это условие можно использо-

вать в качестве целевой функции при оптимизации МФ (с заданными окончаниями) по критерию равенства амплитуд импульсов мод.

2.4.3 Виток меандровой линии

Поскольку для витка МЛ из-за громоздкости записи и необходимости решать в общем виде квадратные уравнения не получены условия равенства всех четырех импульсов на его выходе, покажем возможность такого равенства для конкретного набора параметров поперечного сечения витка МЛ.

Выполним параметрическую оптимизацию поперечного сечения витка МЛ (см. рисунок 2.9,б) по критериям равенства правой части выражения (2.104) и правых частей выражений (2.105)–(2.107). В результате получим следующие параметры: $w_1 = 115$ мкм, $w_2 = 820$ мкм, $t = 18$ мкм, $s = 57$ мкм, $h = 720$ мкм и $\epsilon_r = 8$. Длина витка 0,3 м, воздействие такое же, как в п. 2.4.1. При указанных параметрах поперечного сечения вычислим матрицы $\mathbf{L}$ и $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 625,904 & 268,711 \\ 268,711 & 386,253 \end{bmatrix} \text{ нГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 91,376 & -62,335 \\ -62,335 & 177,06 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Погонные задержки мод витка при этом составят $\tau_c = 7,71$ нс/м и $\tau_d = 6,6$ нс/м. Вычислим матрицы $\mathbf{Z}_{cm}$, $\mathbf{T}_V$ и $\mathbf{T}_I$:

$$\mathbf{Z}_{cm} = \begin{bmatrix} 72,9 & 0 \\ 0 & 54,4 \end{bmatrix} \text{ Ом; } \mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 0,6266 & -0,9993 \\ 0,7794 & 0,0388 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,1015 & -0,8044 \\ 0,9948 & 0,5942 \end{bmatrix}.$$

Рассчитанные значения окончаний витка: $R_{S1} = 52$ Ом, $R_{S2} = 72$ Ом. При подстановке полученных значений R_{S1} , R_{S2} , Z_o и Z_e в условие (2.109) оно выполняется. Значения амплитуд

импульсов разложения, вычисленные по моделям (2.104)–(2.107), равны 0,156, 0,159, 0,158 и 0,158 В. Как видно, амплитуды импульсов разложения близки по величине. Для подтверждения этого найдем аналитически и численно формы напряжения на выходе витка (узел V_3 схемы на рисунке 2.6). Они показаны на рисунке 2.23. Видно, что отклик представлен четырьмя основными импульсами с близкими амплитудами. Формы напряжения, полученные разными методами, полностью совпадают.

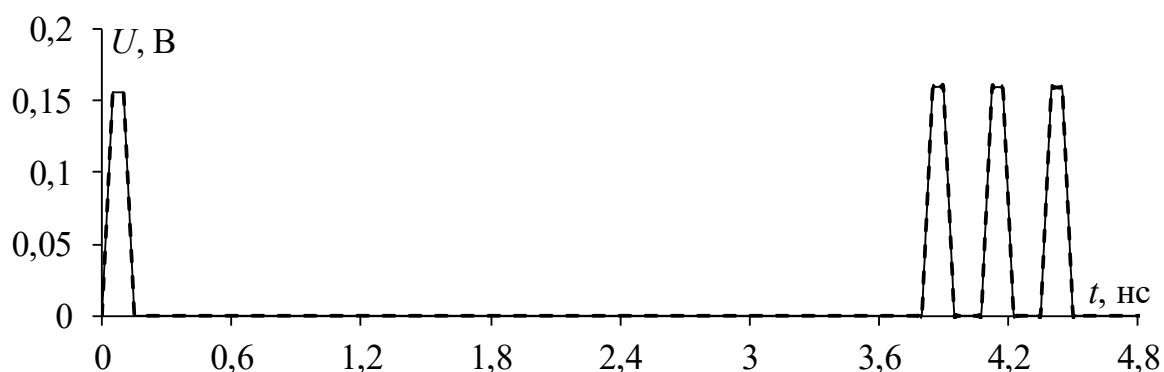


Рисунок 2.23 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при выполнении условия равенства амплитуд импульсов разложения, полученные по модели (2.124) (— — —) и численно (—)

Таким образом, показана возможность выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением (на примере витка на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников) за счёт равенства правой части выражения (2.104) и правых частей выражений (2.105)–(2.107).

2.5 Основные результаты раздела

1. Разработаны модели временного отклика на концах активного и пассивного проводников двухпроводного МФ. На их основе получены модели для вычисления амплитуд импульсов мод на выходе двухпроводного МФ, которые позволили определить условия, обеспечивающие равенство амплитуд импульсов на выходе МФ для общего и ряда частных случаев выбора сопротивле-

ний на концах пассивного проводника МФ. Примечательно, что эти условия не зависят от выбора окончаний активного проводника, а определяются только параметрами поперечного сечения МФ и окончаний его пассивного проводника. Посредством численного моделирования выполнена валидация моделей и условий, показавшая полное совпадение форм напряжения, полученных аналитически и численно. Доказана применимость моделей для оценки нормированной пиковой амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Выполнена проверка условий, обеспечивающих равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ, и доказана их корректность.

2. Аналогичные результаты получены для трехпроводного МФ. Модели для вычисления временного отклика разработаны для произвольных поперечных сечений МФ, а модели для амплитуд импульсов мод и условия их равенства получены только для частного случая МФ, основанного на МПЛ с двумя пассивными заземленными проводниками сверху. Показано, что симметрия поперечного сечения такой структуры в совокупности с тем, что пассивные проводники соединены с опорной плоскостью, обуславливает распространение в структуре лишь двух мод. Поэтому получено условие равенства только их амплитуд. В результате валидации моделей временного отклика показано совпадение откликов, рассчитанных аналитически и численно, что подтверждает корректность моделей, а в результате валидации моделей для вычисления амплитуд мод и условий равенства амплитуд доказана их применимость.

3. Разработаны модели временного отклика витка МЛ из одного отрезка с асимметричным поперечным сечением и витка МЛ из двух отрезков с симметричными поперечными сечениями. Для витка МЛ из одного отрезка получены модели, определяющие нормированную амплитуду каждого из импульсов разложения на выходе витка. В общем виде предложено условие равенства их амплитуд. В результате валидации моделей временного отклика на примере витка на основе МПЛ и линии с лицевой связью выявлено полное совпадение форм напряжения, определенных аналитически и численно. Показана возможность выравнивания

импульсов разложения на выходе витка для конкретного набора параметров его поперечного сечения.

Таким образом, разработан комплекс математических моделей для аналитического вычисления временного отклика и амплитуд импульсов разложения на выходе МФ и витка МЛ, а также получены условия равенства нормированных амплитуд импульсов разложения на их выходе.

3 ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ

3.1 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в полосковых устройствах на основе диаграммы «координата – время»

3.1.1 Одиночная микрополосковая линия передачи из двух отрезков

Для исследования выбрана одиночная МПЛ из двух отрезков [145] с параметрами поперечного сечения (рисунок 3.1): ширина проводников отрезков 1 и 2 $w = 1$ мм и 0,5 мм соответственно; толщина фольги $t = 100$ мкм; толщина основы $h = 0,51$ мм; относительная диэлектрическая проницаемость основы $\epsilon_r = 10$; расстояние от проводника до края структуры $d = 3w$.

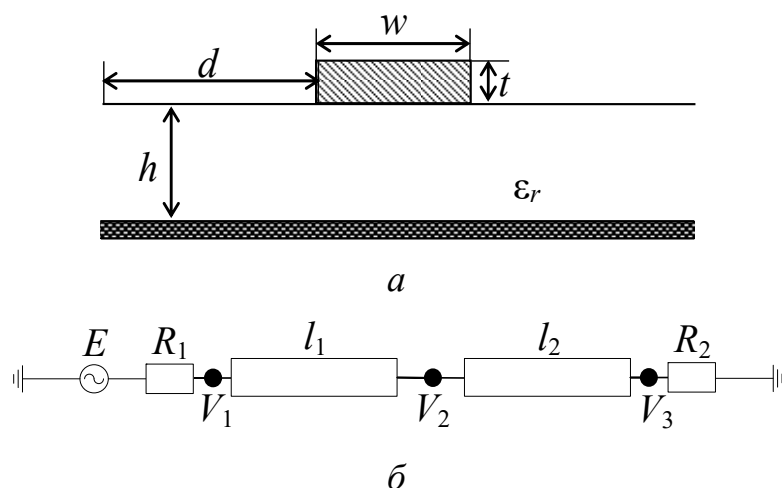


Рисунок 3.1 – Вид поперечного сечения отрезка (а)
и схема соединений (б) одиночной
микрополосковой линии из двух отрезков

Длина линии $l = 0,4$ м, длина отрезков 1 и 2 – $l/2$. Первый отрезок на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов $E_{\text{ист}}$ с внутренним сопротивлением $R_1 = 50$ Ом, а второй – с приемным устройством с сопротивлением R_2 . При моделиро-

вании принято $R_2 = 1$ МОм для имитации ХХ и $R_2 = 10$ мкОм для имитации КЗ. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с напряжением э.д.с. 1 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 50 пс.

Для построения диаграмм «координата – время» необходимо вычислить амплитуду напряжения сигнала на каждом стыке исследуемой линии: между источником и первым отрезком; между приемным устройством и вторым отрезком; между отрезками 1 и 2 [135]. Амплитуды проходящей и отраженной волн определяются как

$$U_{\text{прох}} = U_{\text{пад}} T, \quad U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} \Gamma, \quad (3.1)$$

где Γ и T – коэффициенты передачи и отражения соответственно; $U_{\text{пад}}$ – амплитуда падающей волны (в узле V_1), которая определяется по формуле

$$U_{\text{пад}} = E_{\text{ист}} \frac{Z_1}{Z_1 + R_1}, \quad (3.2)$$

где Z_1 – волновое сопротивление отрезка 1.

Для стыка между источником и первым отрезком коэффициенты

$$\Gamma_{\text{ист}} = \frac{R_1 - Z_1}{R_1 + Z_1}, \quad T_{\text{ист}} = 1 + \Gamma_{\text{ист}}, \quad (3.3)$$

коэффициенты между отрезком 2 и нагрузкой

$$\Gamma_{\text{нагр}} = \frac{R_2 - Z_2}{R_2 + Z_2}, \quad T_{\text{нагр}} = 1 + \Gamma_{\text{нагр}}, \quad (3.4)$$

коэффициенты между отрезками 1 и 2

$$\Gamma_{12} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}, \quad \Gamma_{21} = -\Gamma_{12}, \quad T_{12} = 1 + \Gamma_{12}, \quad T_{21} = 1 + \Gamma_{21}, \quad (3.5)$$

где Z_2 – волновое сопротивление отрезка 2.

При ХХ ($R_2 = \infty$) и КЗ ($R_2 = 0$) выражения (3.4) и (3.5) после преобразований принимают вид

$$\Gamma_{\text{нагр}}^{\text{КЗ}} = -1, \quad \Gamma_{\text{нагр}}^{\text{ХХ}} = 1, \quad T_{\text{нагр}}^{\text{КЗ}} = 0, \quad T_{\text{нагр}}^{\text{ХХ}} = 2. \quad (3.6)$$

По выражениям (3.1) и (3.2) строим диаграммы «координата – время» (рисунок 3.2), позволяющие провести детальный анализ распространения сигнала в одиночной линии из двух отрезков для режимов КЗ и ХХ на дальнем конце отрезка 2. Для этого вычисляются волновые сопротивления $Z_1 = 36,54 \text{ Ом}$, $Z_2 = 53,12 \text{ Ом}$ и задержки $\tau_1 = 1,58 \text{ нс}$, $\tau_2 = 1,48 \text{ нс}$ отрезков.

На рисунке 3.2,*а* показана диаграмма «координата – время» для режима КЗ на конце отрезка 2. Видно, что от стыка между отрезками 1 и 2 возникает отражение проходящей волны с коэффициентом $\Gamma_{12} = 0,184$. Отраженный импульс приходит в начало с задержкой t_3 и амплитудой 0,09 В. Следующее отражение возникает от стыка между отрезком 2 и нагрузкой (узел V_3 на рисунке 3.1,*б*). Импульс падающей волны полностью отражается ($\Gamma_{\text{нагр}} = -1$) от этого стыка и приходит в узел V_2 в момент времени t_4 с обратным знаком в соответствии с выражением (3.6) и амплитудой 0,408 В. Последующие импульсы являются результатом переотражений от стыков отрезков, а также отрезка 2 и нагрузки. Аналогично можно оценить амплитуду импульсного сигнала в любом узле линии вплоть до его затухания.

На рисунке 3.2,*б* приведена диаграмма «координата – время» для режима ХХ на дальнем конце. Видно, что от стыка отрезков 1 и 2 возникает отражение с коэффициентом $\Gamma_{12} = 0,184$, которое приходит в узел V_1 (см. рисунок 3.1,*б*) в момент времени t_3 с амплитудой сигнала 0,09 В (как и для режима КЗ). При этом импульс приходит к концу линии (узел V_3) с задержкой t_2 и амплитудой 1,008 В за счет коэффициента $T_{\text{нагр}} = 2$ согласно выражению (3.6). Второй отраженный импульс приходит в узел V_2 с задержкой t_4 и амплитудой 0,408 В за счет коэффициента отражения на стыке отрезка 2 и нагрузки ($\Gamma_{\text{нагр}} = 1$). Для сравнения вычислены формы напряжения в узлах линии для режимов КЗ (рисунок 3.3) и ХХ (рисунок 3.4) на ее выходе.

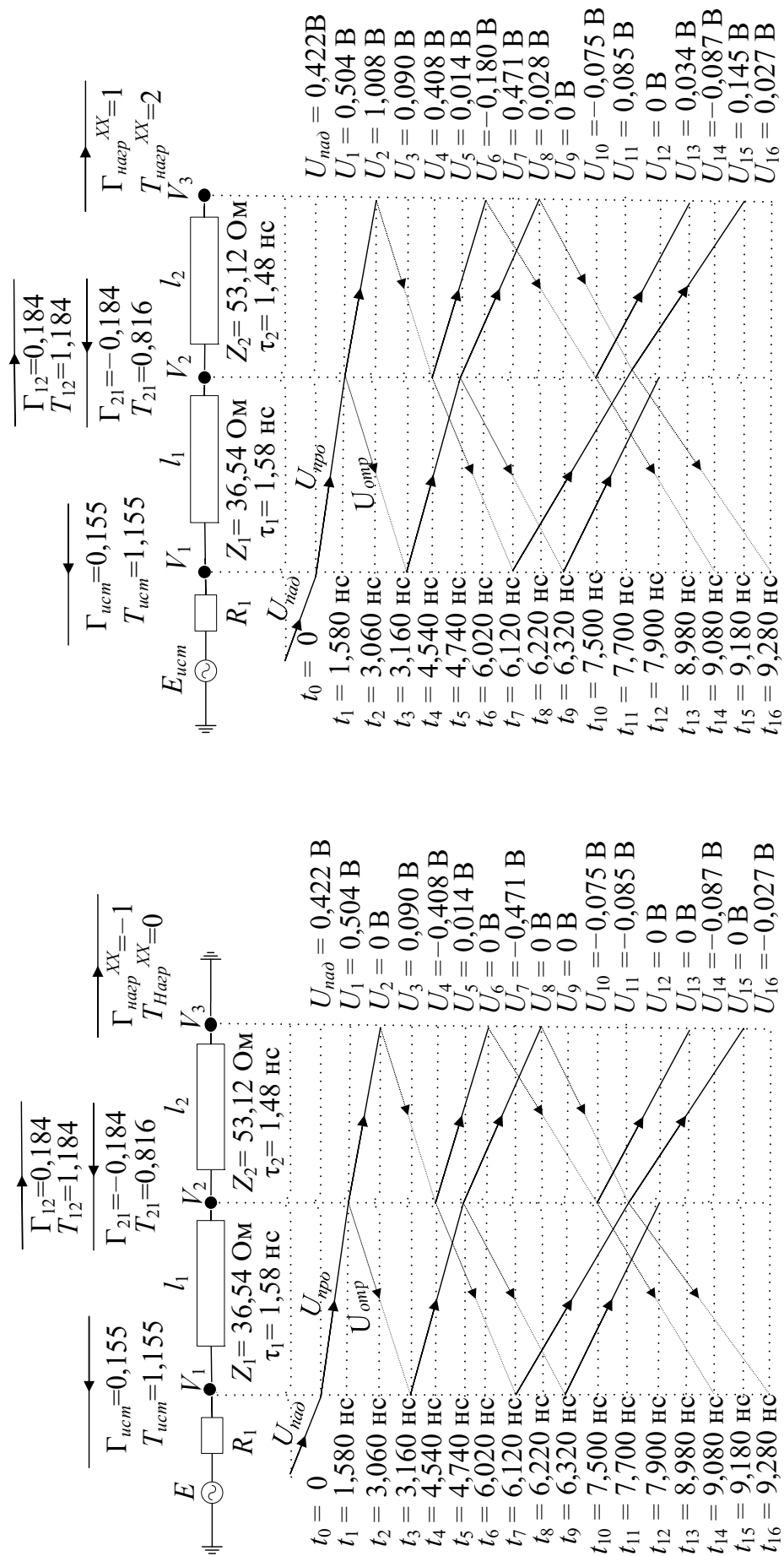


Рисунок 3.2 – Диаграммы «координата – время» для режимов короткого замыкания (а) и холостого хода (б) в конце отрезка 2 микрополосковой линии

На рисунке 3.3 наблюдается 10 импульсов. Первый является импульсом падающей волны с амплитудой $U_{\text{пад}}$, второй – импульсом проходящей волны, поступающим в узел V_2 с амплитудой U_1 . Последующие импульсы являются результатом отражений. Из-за режима КЗ в моменты времени t_2, t_6, t_8, t_{13} и t_{15} амплитуды импульсов в узле V_3 равны нулю.

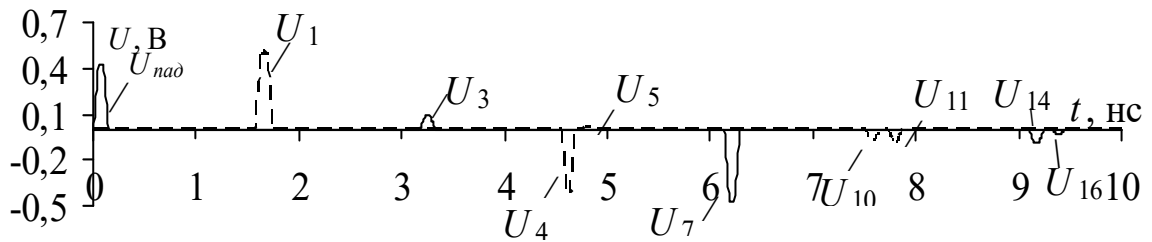


Рисунок 3.3 – Формы напряжения в узлах V_1 (—) и V_2 (---) линии передачи для режима короткого замыкания на её выходе

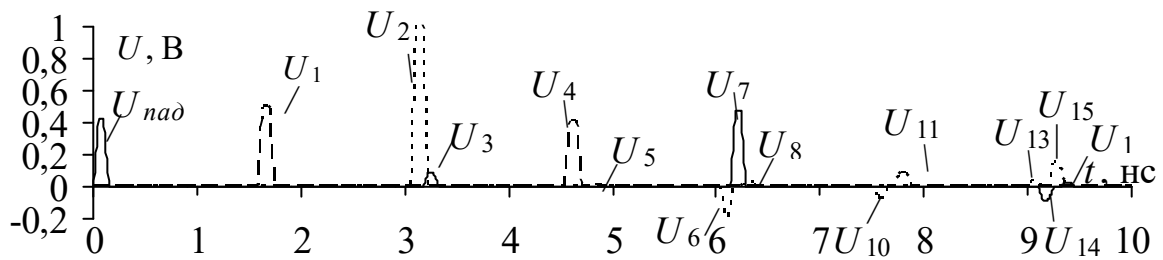


Рисунок 3.4 – Формы напряжения в узлах V_1 (—), V_2 (---) и V_3 (·····) линии передачи для режима холостого хода на её выходе

На рисунке 3.4 наблюдается 16 импульсов. Первые три импульса являются основными: падающий с амплитудой $U_{\text{пад}}$, отраженный от стыка отрезков с амплитудой U_1 , отраженный от стыка отрезка 2 и нагрузки и пришедший к концу линии с амплитудой U_2 . Остальные импульсы возникают в результате последующих отражений и приходят после. Отметим, что амплитуды всех импульсов на рисунках 3.3 и 3.4 совпали с амплитудами, вычисленными по выражениям (3.1) и (3.2) и отмеченными на диаграммах рисунка 3.2.

Таким образом, проведен предварительный анализ распространения импульсного сигнала в одиночной МПЛ, состоящей из двух отрезков, для двух режимов её согласования в конце линии: холостого хода и короткого

замыкания. Выбор режимов обусловлен последующим переходом от структуры одиночной МПЛ из двух отрезков к витку МЛ из двух отрезков, где распространяются синфазная и дифференциальная моды. Анализ выполнен посредством сравнения диаграмм «координата – время» одиночной МПЛ и временного отклика на импульсный помеховый сигнал для каждого из режимов. Амплитуды импульсов в узлах линии, вычисленные двумя способами, совпали.

3.1.2 Виток меандровой линии из двух отрезков

Рассмотрим виток МЛ из двух отрезков [146]. Вид поперечного сечения каждого отрезка соответствует паре связанных линий (см. рисунок 2.9,а). Ширины сигнальных проводников отрезков 1 и 2 $w_1 = 1$ мм и $w_2 = 0,1$ мм, а остальные параметры поперечного сечения отрезков одинаковы: $t = 100$ мкм; $s = 0,1$ мм; $h = 0,51$ мм; $\epsilon_r = 10$; $d = 3w$. Схема соединений соответствует рисунку 2.7. Длины отрезков 1 и 2 $l_1 = l_2 = 0,2$ м. Сопротивления $R_1 = R_2 = 50$ Ом. В качестве воздействия выбран трапецевидный импульс, как в п. 3.1.1.

Для построения диаграмм «координата – время» вычислим амплитуду напряжения сигнала в каждой точке витка. Поскольку он является парой связанных линий, закороченной на дальнем конце, то согласно модальному анализу напряжение падающей волны представляется в виде линейной комбинации модальных напряжений. Это говорит о том, что процессы, связанные с распространением каждой из мод, изолированы друг от друга даже на окончаниях [135]. Тогда пара связанных линий может рассматриваться как две независимые одиночные линии, в одной из которых распространяется синфазная мода, а в другой – дифференциальная. Поскольку оба отрезка имеют симметричное поперечное сечение, то далее синфазную и дифференциальную моды будем называть чётной и нечётной.

Для расчета амплитуд проходящих и отраженных волн каждой моды в каждом узле витка введем матрицу модальных напря-

жений падающей волны $\mathbf{U}_m$, элементы которой определяют амплитуды модальных напряжений четной и нечетной мод в начале линии (см. п. 1.3.3):

$$\mathbf{u}_m(t) = \begin{bmatrix} U_m^e(t) \\ U_m^o(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{v}(t), \quad (3.7)$$

где $\mathbf{T}_V$ соответствует выражению (2.36), а вектор $\mathbf{v}(t)$ при возбуждении одного витка имеет вид

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} E(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

где $E(t)$ – э.д.с. источника.

Тогда амплитуды чётной и нечётной мод падающей волны на стыке источника и отрезка 1 определяются как

$$U_e = U_m^e \frac{Z_{e1}}{Z_{e1} + R_1} T_{Vc,1}, \quad U_o = U_m^o \frac{Z_{o1}}{Z_{o1} + R_1} T_{Vd,1}, \quad (3.9)$$

где Z_{e1}, Z_{o1} – волновые сопротивления отрезка 1 для четной и нечетной мод витка.

Амплитуды проходящей U_T и отраженной U_R волн четной и нечетной мод вычисляются по выражениям

$$U_{Te,o} = U_{e,o} T_{e,o}, \quad U_{Re,o} = U_{e,o} \Gamma_{e,o}, \quad (3.10)$$

где $\Gamma_{e,o}$ и $T_{e,o}$ – коэффициенты передачи и отражения четной и нечетной мод, которые для стыка источника и отрезка 1 вычисляются как

$$\begin{aligned} \Gamma_{Se} &= \frac{R_1 - Z_{e1}}{R_1 + Z_{e1}}, \quad \Gamma_{So} = \frac{R_1 - Z_{o1}}{R_1 + Z_{o1}}, \\ T_{Se} &= 1 + \Gamma_{Se}, \quad T_{So} = 1 + \Gamma_{So}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

для стыка отрезков 1 и 2 –

$$\Gamma_{e12} = -\Gamma_{e21} = \frac{Z_{e2} - Z_{e1}}{Z_{e2} + Z_{e1}}, \quad \Gamma_{o12} = -\Gamma_{o21} = \frac{Z_{o2} - Z_{o1}}{Z_{o2} + Z_{o1}}, \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} T_{e12} &= 1 + \Gamma_{e12}, \quad T_{o12} = 1 + \Gamma_{o12}, \\ T_{e21} &= 1 + \Gamma_{e21}, \quad T_{o21} = 1 + \Gamma_{o21}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

для стыка отрезка 2 и нагрузки –

$$\Gamma_{Le} = \frac{R_2 - Z_{e2}}{R_2 + Z_{e2}}, \quad \Gamma_{Lo} = \frac{R_2 - Z_{o2}}{R_2 + Z_{o2}}, \quad (3.14)$$

$$T_{Le} = 1 + \Gamma_{Le}, \quad T_{Lo} = 1 + \Gamma_{Lo},$$

где Z_{e2}, Z_{o2} – волновые сопротивления отрезка 2 для четной и нечетной мод.

Как уже отмечалось выше, перемычка витка для чётной моды характеризуется КЗ, а для нечётной моды – ХХ. Поэтому выражения (3.14) после алгебраических преобразований (при $R_2 \rightarrow \infty$ для чётной и $R_2 \rightarrow 0$ для нечётной моды) примут вид

$$\Gamma_{Le} = 1, \quad \Gamma_{Lo} = -1, \quad T_{Le} = 2, \quad T_{Lo} = 0. \quad (3.15)$$

Для построения диаграмм «координата – время» вычислим матрицы **C** и **L** для отрезков 1 и 2:

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 169,35 & -39,54 \\ -39,54 & 169,35 \end{bmatrix} \text{ пФ/м; } \mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} 431,85 & 157,28 \\ 157,28 & 431,85 \end{bmatrix} \text{ нГ/м;}$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 126,96 & -35,25 \\ -35,25 & 126,96 \end{bmatrix} \text{ пФ/м; } \mathbf{L}_2 = \begin{bmatrix} 549,74 & 215,15 \\ 215,15 & 549,74 \end{bmatrix} \text{ нГ/м.}$$

На основе матриц **C** и **L** рассчитаем волновые сопротивления и погонные задержки четной и нечетной мод отрезков 1 и 2: $Z_{e1} = 67,36 \text{ Ом}$; $Z_{o1} = 36,25 \text{ Ом}$; $\tau_{e1} = 8,74 \text{ нс/м}$; $\tau_{o1} = 8,37 \text{ нс/м}$; $Z_{e2} = 91,35 \text{ Ом}$; $Z_{o2} = 45,37 \text{ Ом}$; $\tau_{e2} = 7,57 \text{ нс/м}$; $\tau_{o2} = 7,36 \text{ нс/м}$. Построенные на основе выражений (3.10)–(3.15) для чётной и нечётной мод диаграммы «координата – время» приведены на рисунке 3.5.

Из диаграммы на рисунке 3.5,а видно, что от стыка отрезков первым возникает отражение с коэффициентом $\Gamma_{e12} = 0,151$, проходящее в узел V_1 (см. рисунок 2.7) в момент времени t_3 с амплитудой 0,036 В. При этом проходящий импульс поступает в узел V_3 с задержкой t_2 , а его амплитуда составляет 658 мВ из-за коэффициента $T_{Le} = 2$ согласно равенству (3.15).

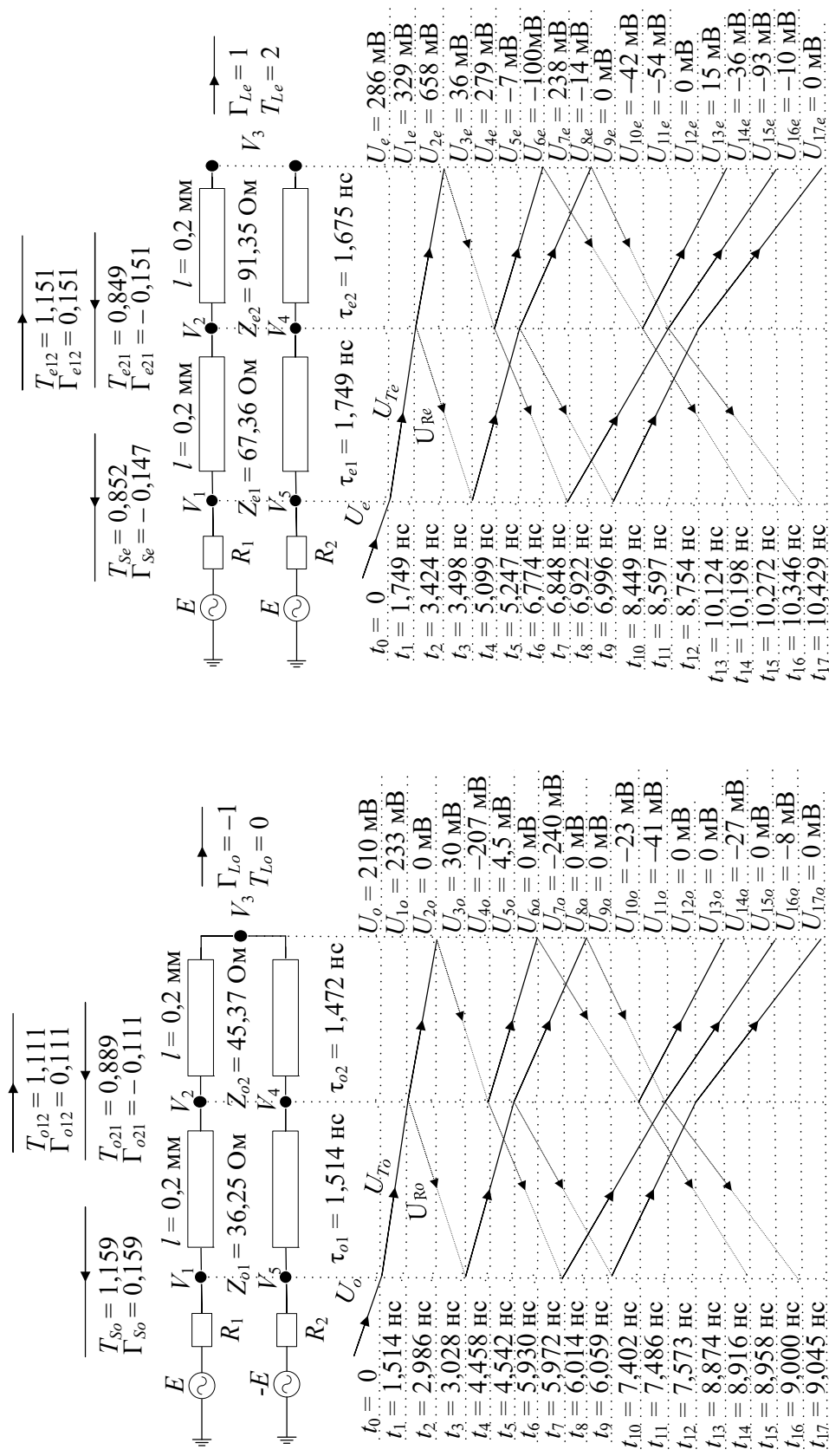


Рисунок 3.5 – Диаграммы «координата – время» для чётной (а) и нечётной (б) мод витка меандровой линии из двух отрезков

Второй отраженный импульс приходит в узел V_2 с задержкой t_4 и амплитудой 279 мВ из-за коэффициента отражения $\Gamma_e = 1$ от узла V_3 .

Аналогично можно оценить амплитуду импульсного сигнала в любом узле линии с учетом всех отражений вплоть до полного его затухания.

Из диаграммы на рисунке 3.5,б видно, что от стыка отрезков возникает отражение с коэффициентом $\Gamma_{o12} = -0,111$. Отраженный импульс приходит в узел V_1 с задержкой t_3 и амплитудой 30 мВ. Следующее отражение с коэффициентом $\Gamma_o = -1$ в соответствии с равенством (3.15) возникает от перемычки между полувитками (в узле V_3). Импульс падающей волны полностью отражается от этого стыка и приходит в узел V_2 в момент времени t_4 с амплитудой 207 мВ. Последующие импульсы являются результатом переотражений от стыков. Необходимо отметить, что для нечётной моды в соответствии с коэффициентом $T_o = 0$, как и для случая КЗ на рисунке 3.2,а, в моменты времени $t_2, t_6, t_8, t_{13}, t_{15}$ и t_{17} амплитуда сигнала в узле V_3 равна нулю. Амплитуды импульсов 9 и 12 близки к нулю, поскольку они существенно затухают из-за отражений.

Чтобы оценить корректность полученных диаграмм, вычислим формы напряжения в узлах схемы (см. рисунок 2.7) для чётной и нечётной мод (рисунок 3.6). Для наглядности и возможности сравнения с диаграммами на рисунке 3.5 формы напряжения во всех узлах схемы сведены на один график. На рисунке 3.6 видно, что амплитуды всех импульсов чётной и нечётной мод полностью совпадают с амплитудами на диаграммах.

На рисунке 3.6,а для чётной моды наблюдается 15 импульсов. Первые три импульса являются основными: с амплитудой $U_e = 286$ мВ – импульс падающей волны; с амплитудой $U_{1e} = 329$ мВ – отраженной от стыка отрезков (узел V_2); с амплитудой $U_{2e} = 658$ мВ – отраженной от стыка отрезка 2 и нагрузки (узел V_3). Кроме основных, на графике присутствуют разнополярные импульсы, вызванные отражениями.

На рисунке 3.6,б для нечётной моды наблюдается 10 импульсов. Только первые два импульса являются основными, поскольку $T_{Lo} = 0$. Первый – это импульс падающей волны с амплитудой $U_o = 210$ мВ, а второй – импульс проходящей волны, поступающий в узел V_2 с амплитудой $U_{1o} = 233$ мВ.

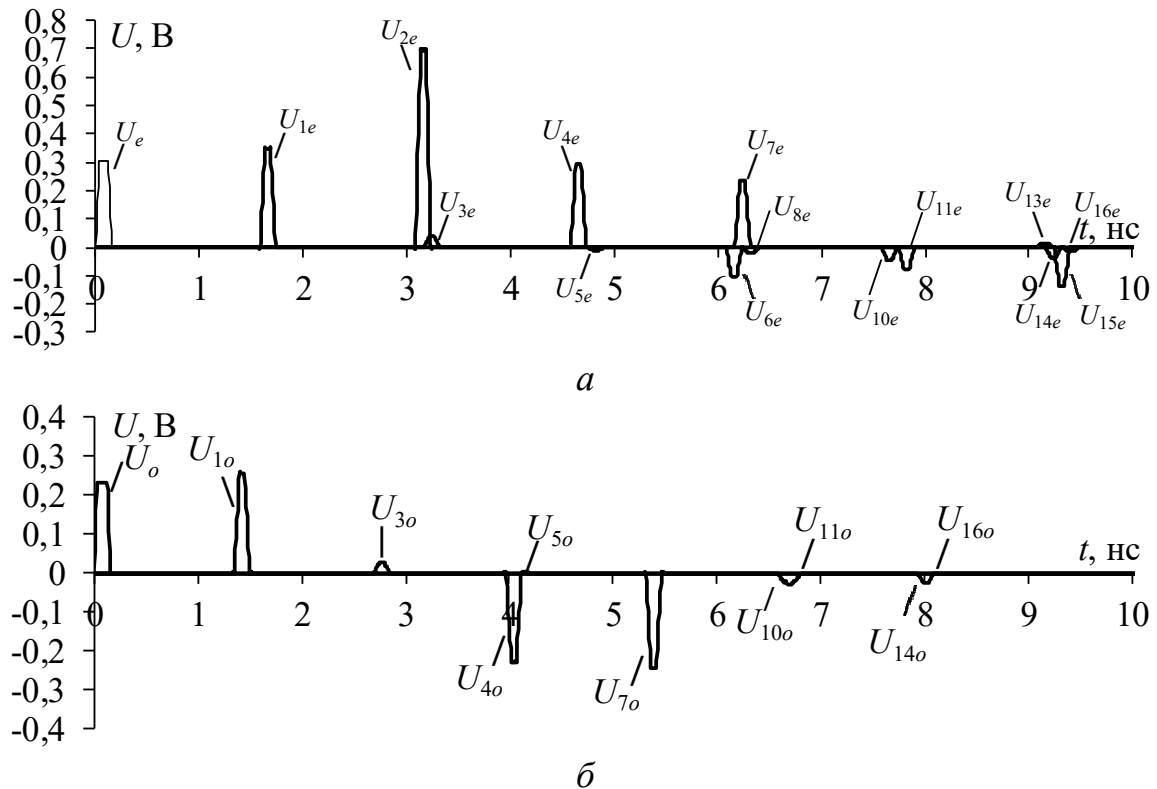


Рисунок 3.6 – Формы напряжения импульсного сигнала в узлах схемы, приведенной на рисунке 2.7, для четной (а) и нечетной (б) мод в витке меандровой линии из двух отрезков

Все последующие разнополярные импульсы являются результатом отражений. Отметим, что на рисунке 3.6,б в моменты времени t_2 , t_6 , t_8 , t_{13} и t_{15} амплитуда сигнала в узле V_3 равна нулю, что согласуется с диаграммой на рисунке 3.5,б. Амплитуды импульсов 9 и 12 на рисунке 3.5 близки к нулю из-за затухания в результате отражений и поэтому не видны на графике.

Таким образом, выполнен анализ распространения импульсного сигнала в витке МЛ из двух отрезков посредством диаграмм «координата – время» для чётной и нечётной мод витка. Для сравнения проведено моделирование формы напряжения в узлах витка МЛ для каждой

моды. Показано полное совпадение амплитуд и времен прихода импульсов, полученных разными способами, что подтверждает корректность построенных диаграмм и выполненных с их помощью оценок.

3.2 Распространение помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением

3.2.1 Исходные данные

Представим анализ распространения типовых помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением [147]. Проведем сравнение форм напряжения, полученных аналитически и численно в результате квазистатического и электродинамического моделирования.

Для сравнения используем три типовых воздействия, формы которых показаны на рисунке 3.7. Первое воздействие представляет собой импульсный сигнал в виде трапеции общей длительностью 200 пс (рисунок 3.7,а). Второе воздействие имеет форму затухающей синусоиды (рисунок 3.7,б), которая в соответствии со стандартом MIL-STD-461F задается как [148]

$$U(t) = E \sin(2\pi f t) e^{-\beta t}, \quad (3.16)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника; $\beta = 1/\tau_c$ – коэффициент затухания (при $\tau_c = 1$ нс – время, за которое амплитуда уменьшается в $e = 2,72$ раза); f – частота (принято значение $f = 1$ ГГц).

Третье воздействие имеет форму синусоиды с гауссовой модуляцией (рисунок 3.7,в), которая в соответствии со стандартом IEC 61000-1-5-2017 (Electromagnetic compatibility (EMC) – part 1-5: environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted) задается как [149]

$$U(t) = E \cos[2\pi f (t_0 - ts)] e^{-\left(\frac{2(t-ts)}{\alpha}\right)^2}, \quad (3.17)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника; $t_0 = 1/f$ – период несущей частоты (принято значение $f = 1$ ГГц); $\alpha = 10t_0$ – эффективная ширина гауссовой формы волны (на уровне $1/e$); $ts = 2\alpha$ – временной сдвиг сигнала.

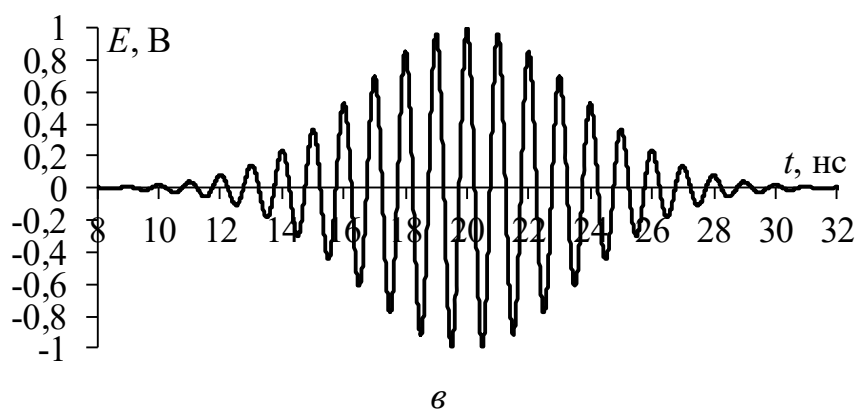
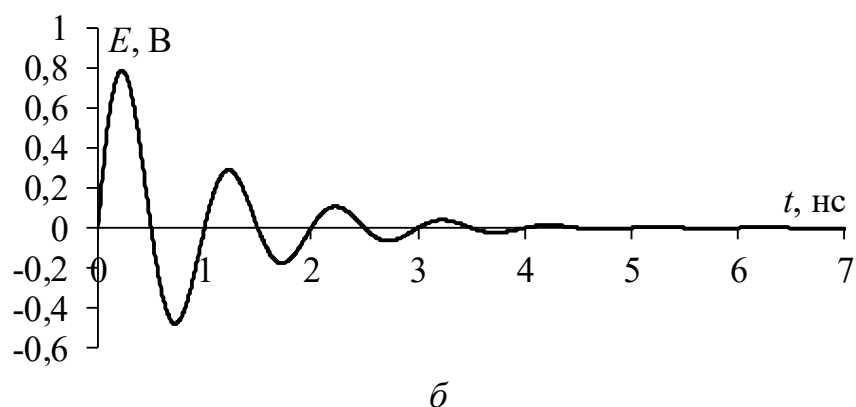
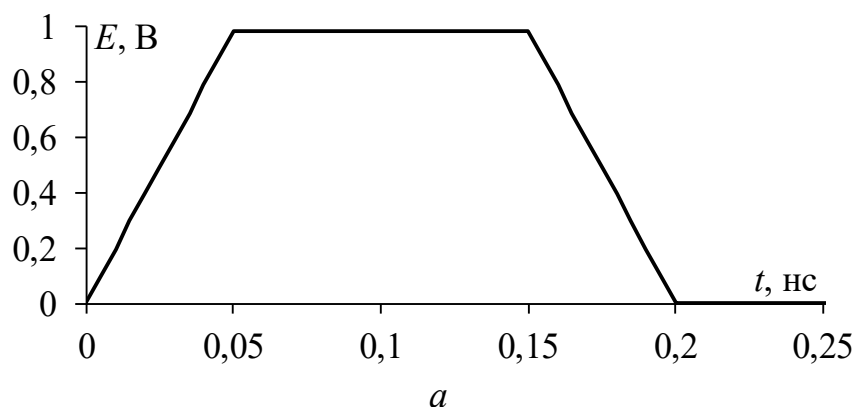


Рисунок 3.7 – Формы э.д.с. воздействий импульсным сигналом (а), затухающей синусоидой (б) и синусоидой с гауссовой модуляцией (в)

Пиковые значения э.д.с. источников для всех воздействий приняты по 1 В. Для простоты далее будем называть воздействие импульсным сигналом – воздействием 1, затухающей синусои-

дой – воздействием 2, а синусоидой, модулированной гауссовым импульсом, – воздействием 3.

Исследуем асимметричный МФ на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников (см. рисунок 2.9,б) и виток МЛ с лицевой связью (см. рисунок 2.9,в). Проведем оптимизацию параметров их поперечных сечений по критерию выполнения условия разложения импульсного сигнала в каждой из структур. Параметры поперечного сечения и длина МФ, обеспечивающие выполнение условия (1.2), при воздействии импульсным сигналом, показанным на рисунке 3.7,а, составляют $w_1 = 0,85$ мм; $w_2 = 1,7$ мм; $h = 0,5$ мм; $t = 35$ мкм; $s = 0,2$ мм; $d = 2,55$ мкм; $\varepsilon_r = 4,5$; $l = 1$ м. Значения сопротивлений $R_{S1} = R_{S2} = R_{L1} = R_{L2} = 50$ Ом (см. рисунок 2.1).

Поскольку виток с лицевой связью имеет асимметричное поперечное сечение, из-за чего между импульсами возникает дополнительный импульс, то условие (1.6) нужно переписать в виде

$$t_r + t_d + t_f < l(\tau_{\max} - \tau_{\min}), \quad (3.18)$$

где $\tau_{\max}$ и $\tau_{\min}$ – погонные задержки «поздней» и «ранней» мод витка МЛ.

Параметры витка МЛ с лицевой связью, обеспечивающие выполнение условия (3.18) при том же воздействии: $w_1 = 1$ мм; $h = 0,71$ мм; $t = 35$ мкм; $s = 0,1$ мм; $d = 3000$ мкм; $\varepsilon_r = 4,5$; $l = 1$ м. Значения сопротивлений $R_{S1} = R_{S2} = 50$ Ом (см. рисунок 2.6).

Для демонстрации, что совокупность выбранных параметров поперечных сечений и длин обеспечивает выполнение условия (1.2) в МФ и условия (3.18) в МЛ, с помощью МоМ вычислим матрицы **L** и **C** (таблица 3.1).

Рассчитанные с помощью матриц **L** и **C** значения погонных задержек синфазной и дифференциальной мод МФ составляют $\tau_c = 6,42$ нс/м и $\tau_d = 5,67$ нс/м, МЛ – $\tau_c = 4,86$ нс/м, $\tau_d = 6,06$ нс/м. Тогда левая часть условия (1.2) равна 0,75 нс, а левая часть условия (3.18) – 2,4 нс и при $t_{\Sigma} = 200$ пс условия (1.2) и (3.18) выполняются.

Таблица 3.1 – Вычисленные матрицы **L** и **C** для модального фильтра и меандровой линии

Устройство	L , нГн/м	C , пФ/м
МФ	$\begin{bmatrix} 294,908 & 65,5026 \\ 65,5026 & 204,855 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 124,303 & -24,3318 \\ -24,3318 & 195,102 \end{bmatrix}$
МЛ	$\begin{bmatrix} 393,673 & 248,376 \\ 248,376 & 561,958 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 105,801 & -63,0499 \\ -63,0499 & 88,9654 \end{bmatrix}$

3.2.2 Асимметричный модальный фильтр

Определим временной отклик МФ в узле V_4 схемы, показанной на рисунке 2.1, на воздействия, изображенные на рисунке 3.7, с помощью аналитической модели (2.14) и численного моделирования посредством квазистатического (в системе TALGAT [140]) и электродинамического (в пакете EMPro [150]) подходов. При численном моделировании потери в проводниках и диэлектрике учитывать не будем. Полученные разными методами формы напряжений на выходе МФ при импульсном воздействии показаны на рисунке 3.8.

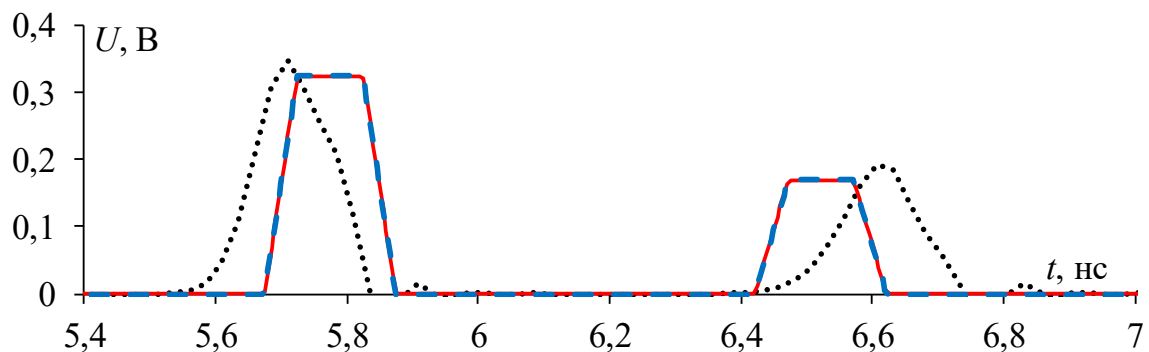


Рисунок 3.8 – Формы напряжения на выходе модального фильтра при импульсном воздействии, полученные аналитически (—•—), квазистатическим (—) и электродинамическим (····) подходом

Из сравнения откликов, представленных на рисунке 3.8, видно, что они хорошо согласуются качественно, поскольку состоят из двух импульсов разной амплитуды (из-за асимметрии поперечного сечения). Отметим совпадение откликов по форме и амплитуде импульсов, рассчитанных аналитически и численно

квазистатическим подходом, что обусловлено моделированием без учёта потерь. Из рисунка 3.8 следует, что результаты электродинамического вычисления отклика отличаются по форме, амплитуде и задержкам импульсов. Отличие форм импульсов может быть обусловлено учетом всех типов волн при электродинамическом моделировании, что приводит к характерному реальным линиям затягиванию фронта и спада импульсов. Отметим, что отличия по амплитудам и задержкам импульсов, полученным электродинамическим подходом и аналитически, не превышают 3,7 % и 0,8 % соответственно, что говорит о хорошей точности модели (2.14). Амплитуда сигнала на выходе определяется импульсом дифференциальной моды и составляет 0,321 В.

Были вычислены отклики на воздействие затухающей синусоидой (рисунок 3.9). Как следует из рисунка, вследствие существенного увеличения длительности воздействия условие (1.6) при заданном наборе параметров не выполняется и помеховый импульс не раскладывается на составляющие на выходе МФ.

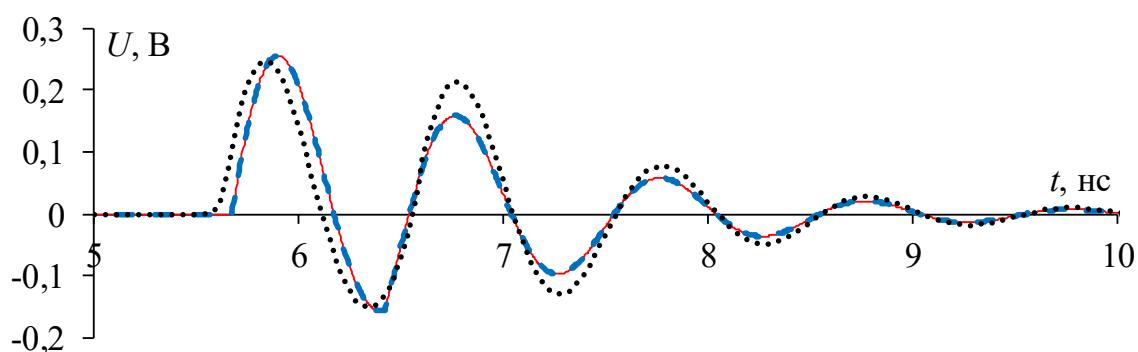


Рисунок 3.9 – Формы напряжения на выходе модального фильтра при воздействии затухающей синусоидой, полученные аналитически (—·—·—), квазистатическим (—) и электродинамическим (·····) подходами

Наблюдается хорошее как качественное, так и количественное согласование откликов, поскольку длительность воздействия существенно увеличилась и модальные искажения слабо влияют на форму сигнала. Пиковое значение амплитуды составляет 0,245 В, а максимальное отличие результатов его вычисления не превышает 1,6 %. Однако оно возрастает для последующих полувольт и для второй положительной полувольты составляет уже 15,9 %.

Совокупность полученных результатов говорит о том, что модель (2.14) применима для вычисления отклика на воздействие затухающей синусоиды. При этом точность его вычисления может быть довольно высокой.

С использованием разных подходов вычислены формы напряжения на выходе МФ при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией (рисунок 3.10). Из-за существенной длительности помехового импульса условие (1.6) не выполняется и воздействие на выходе МФ не раскладывается на составляющие. При сравнении результатов вычислений видно, что отклики практически полностью совпадают по форме и задержкам полувольт (отклонение не более 0,2 %), но наблюдается различие в значениях их пиковых амплитуд, которое достигает 9,2 %. Хорошее совпадение откликов объясняется тем, что высшие типы волн в исследуемом МФ начинают проявляться после частоты $f = 14,4$ ГГц, которая существенно выше частоты воздействия ($f = 1$ ГГц). Поэтому в фильтре распространяется преимущественно квази-Т-волна, а волны высших типов отсутствуют или их энергия пренебрежимо мала. Таким образом, результаты полноволнового анализа сходятся с результатами, полученными на основе модели. Значение пиковой амплитуды сигнала составляет 0,362 В.

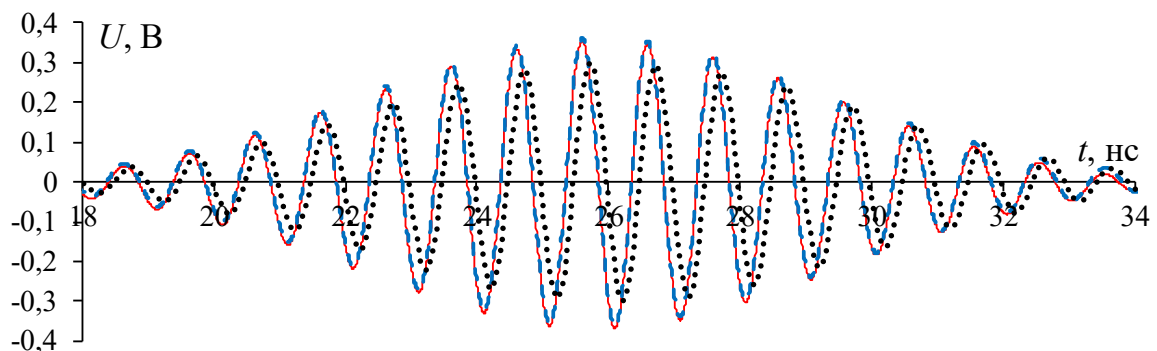


Рисунок 3.10 – Формы напряжения на выходе модального фильтра при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные аналитически (—•—), квазистатическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Для всех воздействий разными способами вычислены их ослабления относительно половины э.д.с. (таблица 3.2), которые подтверждают приемлемость аналитической модели.

Таблица 3.2 – Ослабления амплитуды воздействий, представленных на рисунке 3.7, на выходе модального фильтра

Способ вычисления	Воздействие 1	Воздействие 2	Воздействие 3
Электродинамический	1,47	1,58	1,7
Квазистатический	1,56	1,57	1,38
Аналитический	1,56	1,57	1,38

Наиболее существенное отличие результатов получено для воздействия 3: до 19 % по сравнению с электродинамическим подходом.

3.2.3 Асимметричный виток меандровой линии

Найдем временные отклики витка МЛ в узле V_3 схемы на рисунке 2.6 при воздействиях 1–3 (см. рисунок 3.7) с помощью модели (2.35) и численного моделирования квазистатическим и электродинамическим подходами.

На рисунке 3.11 показаны формы напряжения на выходе витка при воздействии 1. Они хорошо согласуются качественно, поскольку каждый отклик представлен четырьмя основными импульсами: перекрестной помехи, четной и нечетной мод и дополнительного. Как и для МФ, наблюдается полное совпадение откликов, полученных аналитически и квазистатическим подходом. Количественное отличие результатов электродинамического моделирования может быть существенным как по амплитуде, так и по задержкам импульсов, причем отличие задержек растет по мере прихода каждого из импульсов на выход витка. Форма перекрестной помехи не искажается, поскольку она не распространяется по витку, а наводится сразу на его выход. Максимальное отличие откликов, вычисленных посредством модели (2.35) и электродинамическим подходом, составило 22,1 % по амплитуде (для дополнительного импульса, который поступает на выход между импульсами мод и возникает из-за асимметрии) и 1,1 % по задержке (для дифференциальной моды). Амплитуда выходного сигнала определяется дифференциальной модой и составляет 0,206 В. Несмотря на различия, совокупность полученных резуль-

татов подтверждает применимость модели (2.35) для предварительного расчёта отклика на ранних этапах синтеза устройств на основе МЛ при импульсном воздействии.

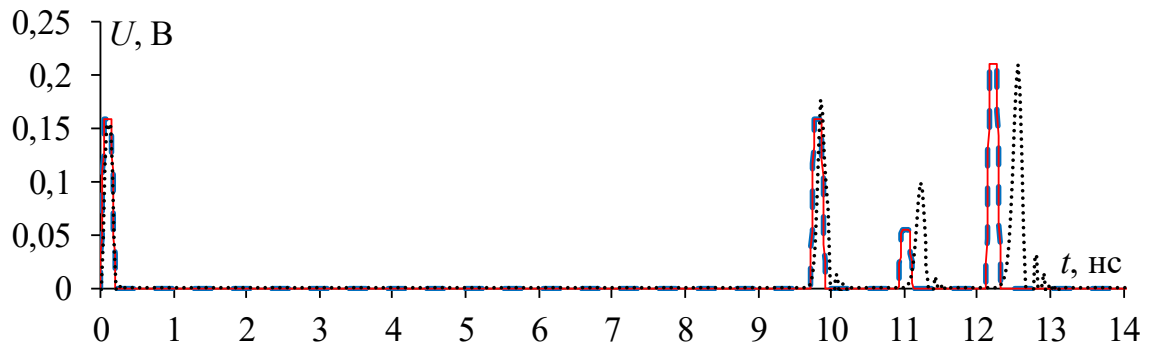


Рисунок 3.11 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при импульсном воздействии, полученные аналитически (—•—), квазистатистическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Вычисленные формы напряжения на выходе МЛ при воздействии 2 (см. рисунок 3.7) показаны на рисунке 3.12. Из их сравнения видно, что они согласуются. Как и ранее, первая составляющая отклика (по существу, перекрестная помеха) не подвержена искажениям (все три кривые, полученные разными способами, наложены друг на друга).

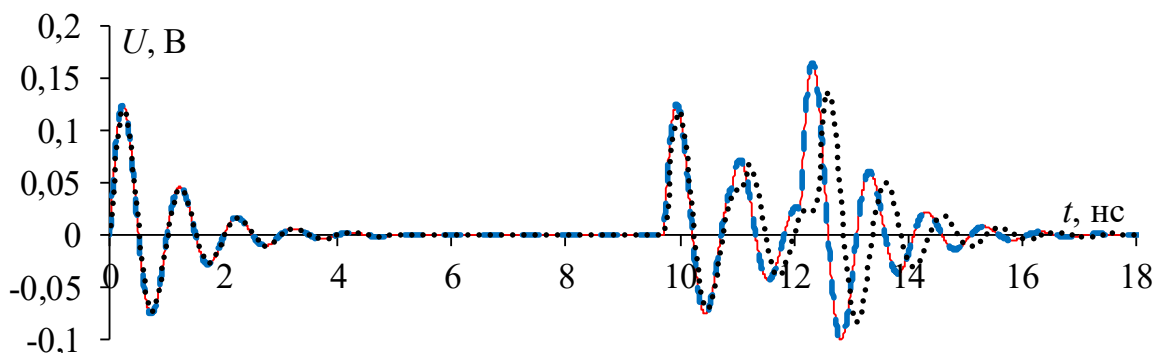


Рисунок 3.12 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при воздействии затухающей синусоидой, полученные аналитически (—•—), квазистатистическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Искажения форм составляющих мод возрастают по мере их поступления на выход. Из-за периодического характера и длительности воздействия условие (3.18) не выполняется и воздей-

ствие только частично раскладывается на составляющие, причем дополнительная составляющая не наблюдается в явном виде, что вызвано наложением форм нескольких составляющих друг на друга. Отклики, полученные на основе модели (2.35) и квазистатическим подходом, совпадают. Максимальные отличия аналитических результатов от электродинамического моделирования составляют 10 % и 1,5 % по амплитуде и задержке соответственно. Наибольшая из амплитуд отклика, вычисленного разными способами, составляет 0,164 В.

На рисунке 3.13 показаны формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии 3 (см. рисунок 3.7). Видно, что первые составляющие отклика согласуются между собой. Между тем отличия амплитуд начинают проявляться и возрастают по мере увеличения времени, достигая 38 %, при этом различие задержек менее существенно (не более 2 %). Различие результатов, полученных численно, вызвано использованием разных методов. Отклики, рассчитанные по аналитической модели, отличаются вследствие того, что она не учитывает распространение дифференциальной составляющей, отраженной от конца витка, которая накладывается на синфазную на его выходе. Амплитуда выходного сигнала при электродинамическом моделировании отклика на воздействие 3 составила 0,275 В.

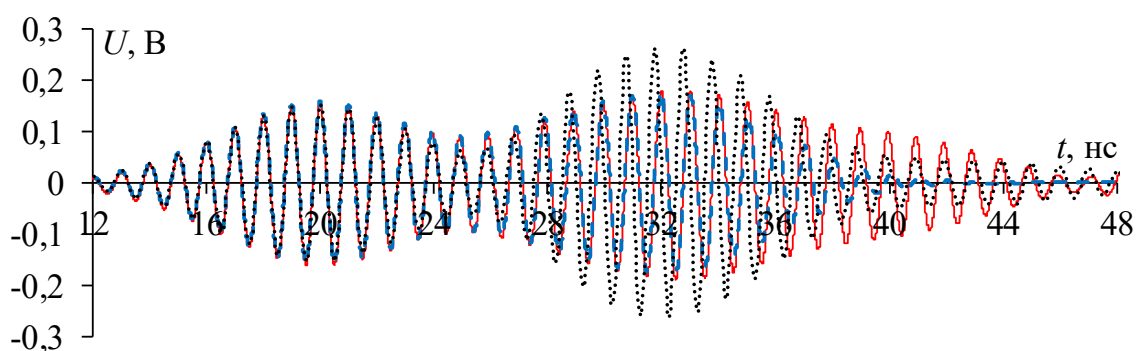


Рисунок 3.13 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные аналитически (—•—), квазистатическим (—) и электродинамическим (····) подходами

Рассчитаны ослабления амплитуд воздействий на выходе витка МЛ относительно половины э.д.с. (таблица 3.3). Видно, что ре-

зультаты при воздействиях 1 и 2 хорошо согласуются количественно, но существенно отличаются для воздействия 3. Это связано с тем, что модель не учитывает приход отраженных составляющих на выход витка МЛ.

Таблица 3.3 – Ослабления амплитуды воздействий, представленных на рисунке 3.7, на выходе витка меандровой линии

Способ вычисления	Воздействие 1	Воздействие 2	Воздействие 3
Электродинамический	2,24	2,79	2,12
Квазистатический	2,4	2,67	1,74
Аналитический	2,4	2,67	3,1

Таким образом, оценена возможность применения аналитических моделей для вычисления временного отклика на выходе полосковых устройств с модальным разложением на типовые формы помеховых воздействий: импульсный сигнал, затухающую синусоиду и синусоиду с гауссовой модуляцией. Совокупность полученных результатов подтверждает применимость аналитических моделей для предварительного вычисления формы напряжения на выходе МФ и витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

3.3 Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Рассмотрим методику синтеза полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением [151]. В основе синтеза лежит комплекс аналитических и численных методов анализа во временной области и оптимизации.

В устройствах защиты от импульсных СШП-помех используется явление модального разложения сигнала на составляющие.

Как отмечалось ранее, в витке МЛ модальное разложение возможно при выполнении условия (3.18). Рассмотрим виток МЛ с боковой связью на основе МПЛ с разной шириной сигнальных проводников (см. рисунок 2.9,б), схема соединений которого показана на рисунке 2.6. На выходе такого витка (в узле V_3), кроме основных синфазной и дифференциальной мод, наблюдается импульс перекрестной помехи, который проявляется вместе с началом распространения основного сигнала, а также может присутствовать дополнительный импульс, задержка которого определяется полусуммой задержек мод.

Минимизация амплитуды сигнала на выходе симметричного витка МЛ обеспечивается выравниванием амплитуд составляющих мод. Оно достигается минимизацией отражений сигнала на концах витка за счёт его согласования с трактом. Для этого значения сопротивлений R_{S1} и R_{S2} приравнивают к среднему геометрическому волновых сопротивлений чётной Z_e и нечётной Z_o мод:

$$R_{S1} = R_{S2} = (Z_e Z_o)^{0,5}. \quad (3.19)$$

Условие (3.19) можно использовать и для грубой оптимизации витка МЛ с асимметричным поперечным сечением по критерию согласования, заменив индексы e и o на индексы c и d для синфазной и дифференциальной мод. При выборе параметров витка, обеспечивающих условия (3.18) и (3.19), в случае импульсного воздействия на его выходе наблюдаются 4 импульса меньшей амплитуды, а ослабление в витке определяется амплитудами основных составляющих и зависит от связи между его сигнальными проводниками.

При макетировании устройств защиты на основе витка МЛ даже при относительно небольшой длительности воздействия длина витка оказывается велика. Это не позволяет разместить устройство с исходной конфигурацией на плате. Но исходный виток можно свернуть в меандр со слабой связью между полувитками, как это сделано, например, в [152]. Поперечное сечение такого меандра показано на рисунке 3.14 (где связь регулируется выбором параметра s_2).

Используя подходы к анализу, описанные в подразд. 1.3 [153], сформулируем методику синтеза пассивных полосковых устройств защиты от СШП-помех на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

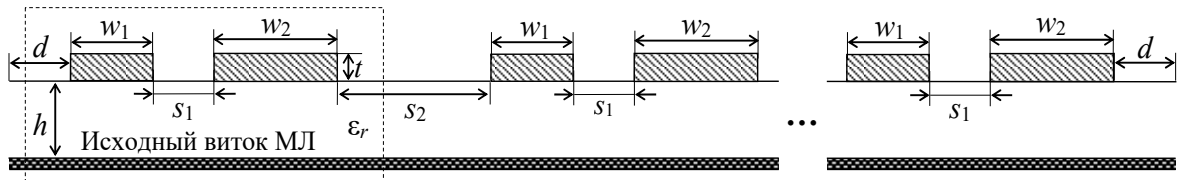


Рисунок 3.14 – Поперечное сечение витка меандровой линии на основе микрополосковой линии с разной шириной проводников, свернутого в меандр

Она состоит из следующих шагов (без учёта параметров полезного сигнала).

1. Задание параметров подложки и окончаний R_{S1} и R_{S2} , формы воздействия $E(t)$ и свободной площади S на печатной плате.
2. Параметрическая оптимизация поперечного сечения витка МЛ по критериям выполнения условий (3.18) и (3.19).
3. Параметрическая оптимизация по критерию минимальной амплитуды напряжения на выходе витка (норма N_1) с помощью аналитической модели (2.35) для вычисления временного отклика.
4. Структурная оптимизация витка МЛ, свернутого в меандр со слабой связью, по критерию его размещения на заданной площади S .
5. Численное моделирование формы напряжения на выходе оптимального устройства с учётом влияния потерь в проводниках и диэлектрике с помощью квазистатического и/или электродинамического подхода.

6. Повторное выполнение пунктов 3–5 по критерию минимизации норм N_2 – N_5 при необходимости для заданного воздействия.

Апробируем предложенную методику синтеза полосковых устройств защиты. В качестве основы печатной платы используем материал Arlon AD1000 с толщиной 0,508 мм (толщина фольги $t = 18$ мкм), $\epsilon_r = 10,2 \pm 0,35$ и $\tan \delta = 0,0023$ на частоте 10 ГГц. Воздействие – импульс в виде трапеции с длительностью фронта,

плоской вершины и спада по 300 пс ($t_{\Sigma} = 900$ пс). Сопротивление измерительного тракта 50 Ом ($R_S = R_{S1} = R_{S2}$). Площадь размещения устройства на печатной плате $S = 80 \times 80$ мм.

Проведем параметрическую оптимизацию поперечного сечения витка МЛ (см. рисунок 2.9,б) по критерию выполнения условий (3.18) и (3.19). Варьируемыми параметрами являются ширина сигнальных проводников w_1 и w_2 , расстояние между ними s и длина витка l . При оптимизации учтем технологические возможности предприятий-изготовителей печатных плат [154]. В результате получим два набора параметров (далее наборы 1 и 2), обеспечивающих выполнение условий (3.18) и (3.19) (таблица 3.4). Отметим, что набор 2 предназначен для демонстрации влияния асимметрии поперечного сечения на изменение амплитуды дополнительного импульса и общего ослабления входного сигнала. Кроме того, в таблице 3.4 приведены вычисленные матрицы **L** и **C**, а также $(Z_c Z_d)^{0,5}$. Видно, что отклонение $(Z_c Z_d)^{0,5}$ от сопротивления $R_S = 50$ Ом составляет около 5 % для обоих наборов.

Таблица 3.4 – Оптимальные наборы параметров витка

Набор	w_1 , мм	w_2 , мм	s , мм	l , мм	L , нГн/м	C , пФ/м	$(Z_c Z_d)^{0,5}$, Ом
1	0,5	1	0,6	1209	$\begin{bmatrix} 409,5 & 54,3 \\ 54,3 & 293,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -12,7 \\ -12,7 & 271,6 \end{bmatrix}$	47,58
2	0,5	3	0,6	749,5	$\begin{bmatrix} 405,6 & 30,3 \\ 30,3 & 144,5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -13,3 \\ -13,3 & 632,1 \end{bmatrix}$	47,46

Вычислим временной отклик с помощью модели (2.35). Для подтверждения её применимости на этапе предварительного расчёта формы напряжения на выходе устройств выполнялось численное моделирование разными подходами. Формы напряжения на выходе витка МЛ, полученные аналитически и численно, показаны на рисунке 3.15. Квазистатическое моделирование является двухмерным, поэтому не позволяет учитывать влияние перемычки между проводниками в конце витка, а электродинамическое моде-

лирование трехмерное и позволяет учесть её влияние. Для квазистатического моделирования используем системы TALGAT [140] и Advanced Design System (ADS) [155], а для электродинамического – EMPro [150].

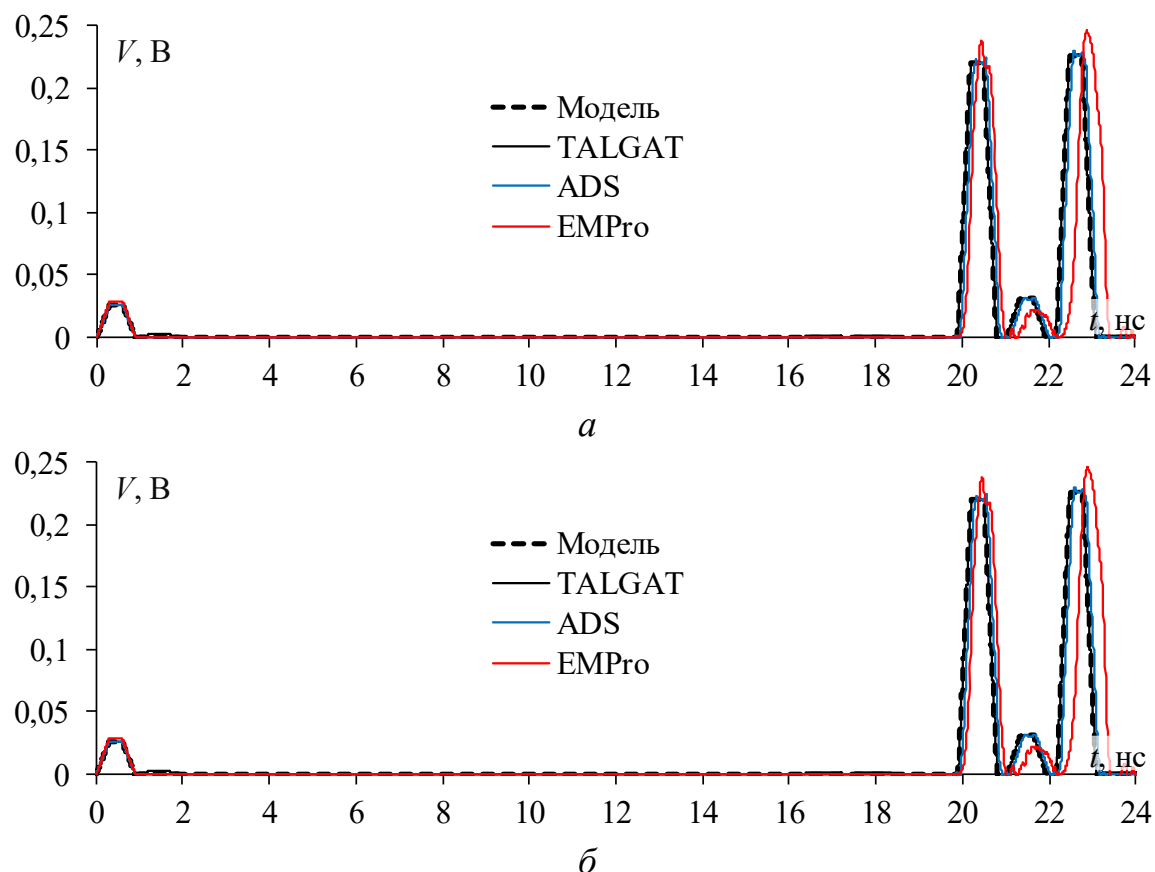


Рисунок 3.15 – Формы напряжения на выходе витка для наборов 1 (а) и 2 (б), вычисленные разными подходами

На рисунке 3.15 видно, что все вычисленные формы напряжения для наборов 1 и 2 качественно согласуются, поскольку отклик витка состоит из четырех импульсов разложения, но наблюдаются количественные отличия амплитуд и задержек импульсов. Наиболее существенные отличия характерны для результатов, полученных с помощью электродинамического подхода. Для количественного сравнения в таблице 3.5 приведены вычисленные амплитуды и задержки (по уровню половины амплитуды) каждого из основных импульсов. Из сравнения форм напряжения, полученных для наборов 1 и 2, видно, что увеличение асимметрии приводит к росту амплитуды дополнительного импульса в 4,6 раза и уменьшению амплитуд импульсов мод, как следствие, ослабление

возрастает в 1,5 раза (по результатам электродинамического анализа).

Таблица 3.5 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов 1 и 2, полученные разными способами

Параметр	Набор 1				Набор 2			
	Модель	TALGAT	ADS	EMPro	Модель	TALGAT	ADS	EMPro
U_1	26	26	26	31	17	17	17	18
t_1	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
U_2	220	220	224	236	118	118	121	134
t_2	20,05	20,05	20,13	20,25	12,7	12,7	12,75	12,82
U_3	32	32	31	21	108	108	106	96
t_3	21,19	21,19	21,27	21,46	13,66	13,67	13,7	13,79
U_4	226	226	230	244	128	128	131	146
t_4	22,36	22,36	22,45	22,79	14,63	14,63	14,63	14,76

По данным таблицы 3.5 можно заключить, что результаты, полученные аналитически по модели (2.35) и в системе TALGAT, полностью совпадают для наборов 1 и 2. Наблюдается также хорошее совпадение результатов квазистатического моделирования посредством разных программных продуктов. Отличия задержек и амплитуд импульсов для набора 1 не превышают 0,5 % и 2 % соответственно. Для набора 2 выявлено полное совпадение задержек импульсов, а различие их амплитуд не превышает 2,5 %. Отличие задержек для наборов 1 и 2, полученных при электродинамическом моделировании и аналитически, не превышает 1,4 %. Однако отличие амплитуд импульсов, вычисленных теми же способами, существенно и достигает 52 % для набора 1 и 12,5 % для набора 2, а также наблюдается для дополнительного импульса. Ослабление сигнала на выходе определяется импульсами мод, а их отклонение не превышает 5,7 % и 12,3 % для наборов 1 и 2 соответственно. Это подтверждает возможность оценки ослабления с помощью аналитической модели (2.35) с приемлемой точностью.

Выполним структурную оптимизацию витка по критерию размещения на площади $S = 80 \times 80$ мм печатной платы. Поскольку для экспериментальных исследований требуется изготовление макетов, то при оптимизации учтем отводы, которые нужны для

включения витка МЛ в измерительный тракт. В результате оптимизации исходный виток для набора 1 свернули в меандр из 17 неосновных полувитков, а для набора 2 – из 11 (рисунок 3.16). Отметим, что поперечное сечение таких устройств соответствует рисунку 3.14. После оптимизации расстояние s_2 и длина неосновного витка l_i составили соответственно 2 мм и 71,12 мм для набора 1, 2,3 мм и 68,14 мм для набора 2.

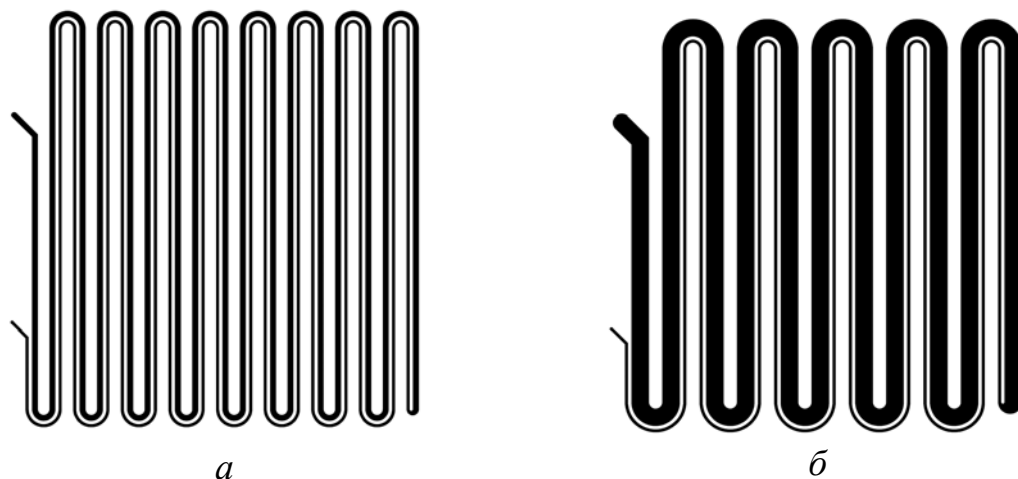


Рисунок 3.16 – Вид сверху витка меандровой линии для наборов параметров 1 (а) и 2 (б) после структурной оптимизации

Выполним численное моделирование формы напряжения на выходе витка МЛ после структурной оптимизации разными способами, но уже с учётом потерь в проводниках и диэлектрике. Поскольку ранее выявлено хорошее совпадение результатов квазистатического моделирования посредством разных программных продуктов, используем только системы TALGAT и EMpro. Полученные формы напряжения для набора 1 с $N=17$ и набора 2 с $N=11$ (где N – количество неосновных витков) показаны на рисунке 3.17. Поскольку при электродинамическом моделировании учитываются отводы для включения устройства в измерительный тракт, то при квазистатическом моделировании отводы учтены в виде задержек воздействия, которые составили 357,4 пс и 384,7 пс (вычислены для одиночной линии передачи) для наборов 1 и 2 соответственно.

В результате выявлено, что учёт влияния потерь приводит к сглаживанию форм импульсов из-за затягивания их фронтов и спадов, которое характерно для реальных межсоединений печатных плат. Кроме того, между импульсами 1 и 2 наблюдаются искажения, вызванные отражениями сигнала от неоднородностей в виде скруглений на конце каждого неосновного полувитка.

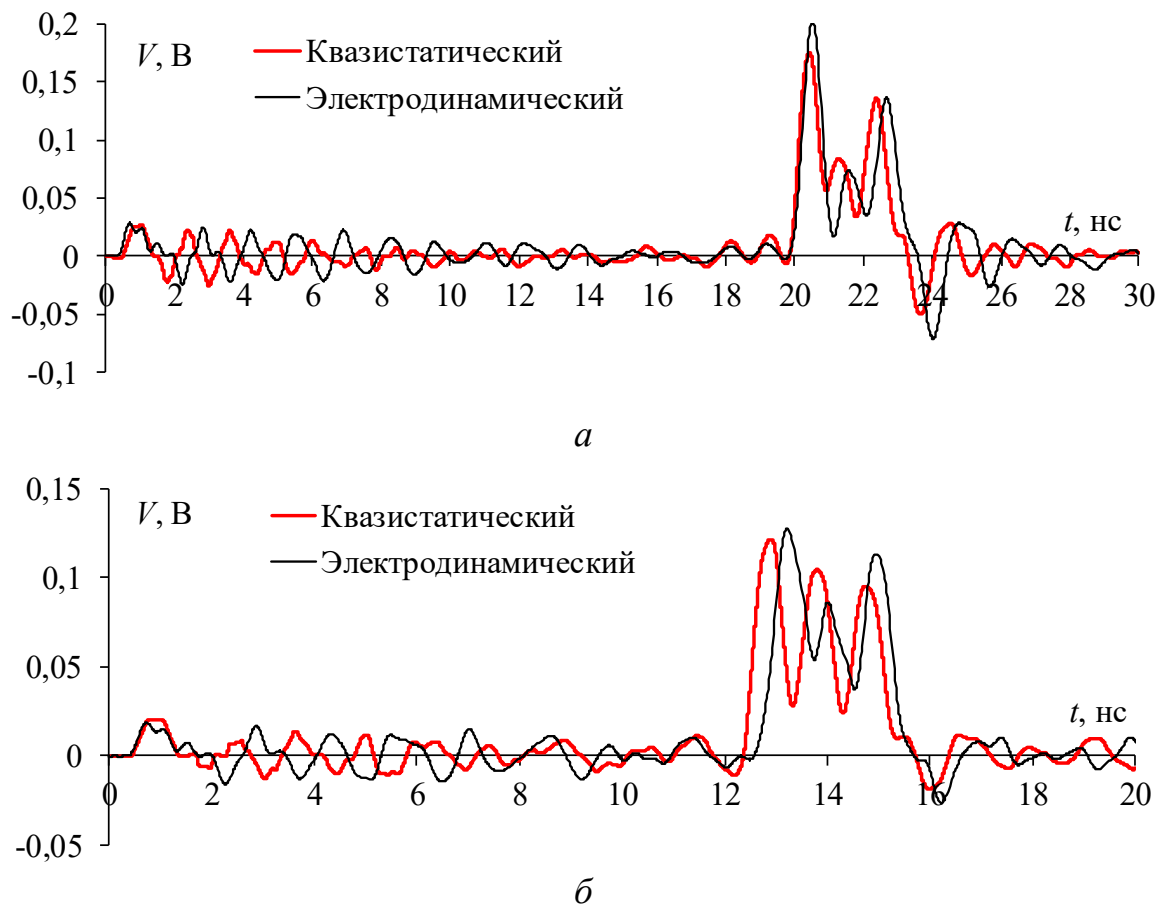


Рисунок 3.17 – Формы напряжения на выходе свернутого витка меандровой линии для наборов 1 (а) и 2 (б), вычисленные разными подходами

Необходимо отметить, что результаты моделирования разными подходами согласуются, однако для набора 1 согласование лучше как по амплитуде, так и по задержке импульсов. Более существенные различия для набора 2, вероятнее всего, обусловлены влиянием отражений от концов полувитков. Для количественного сравнения результатов вычисленные амплитуды и задержки импульсов приведены в таблице 3.6.

Как следует из таблицы 3.6, для наборов 1 и 2 различие задержек не превышает 2 % и 12 %, а амплитуд – 7 % и 21 % соответственно. Столь существенные различия амплитуд в случае набора 2 наблюдаются для импульсов 3 и 4. Тем не менее можно говорить о приемлемой согласованности результатов квазистатического и электродинамического моделирования. Это также подтверждает применимость модели (2.35) для аналитического вычисления формы напряжения на этапе предварительного анализа.

Таблица 3.6 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов параметров 1 и 2, полученные разными подходами

Набор	Подход	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
1	Квазистатический	26	0,51	188	20,09	74	21,05	136	22,18
	Электродинамический	28	0,52	202	20,22	73	21,29	136	22,33
2	Квазистатический	20	0,6	122	12,56	104	13,48	95	14,46
	Электродинамический	18	0,55	127	12,93	86	13,74	113	12,88

Оценим характеристики воздействия до и после его разложения в витке с помощью N -норм [133]. Результаты их расчёта представлены в таблице 3.7. Для сравнения в таблицу 3.7 включены N -нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной аналитически для исходного витка, не свернутого в меандр.

На основе таблицы 3.7 можно сделать следующие выводы. Норма N_1 показывает ослабление амплитуды воздействия относительно половины его э.д.с. (на нагрузке 50 Ом). Наибольшее уменьшение нормы N_1 получено для набора 2 из-за большей амплитуды дополнительного импульса. Существенное уменьшение нормы N_2 по результатам моделирования вызвано снижением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание импульса. Из сравнения значений норм N_3 и N_4 их существенного уменьшения не наблюдается, они могут даже увеличиваться. Это связано с тем, что из-за влияния потерь на сглаживание форм импульсов происходит увеличение их ширины вследствие наложения форм импульсов друг на друга. Из-за наложения импульсов не наблюдается существенного уменьшения нормы N_5 .

Из таблицы 3.7 видно, что все нормы, вычисленные для форм напряжения, полученных разными подходами, согласуются, однако для аналитических результатов их значения выше, чем для результатов моделирования.

Таблица 3.7 – Вычисленные нормы для наборов параметров 1 и 2

Набор	N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{10}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
	Исходное воздействие	0,5	1,83	3,13	3,13	11,2
1	Аналитическая модель (виток)	0,23	0,75	3,03	3,03	7,12
	Квазистатический подход	0,19	0,53	3,82	5,4	5,97
	Электродинамический подход	0,2	0,47	3,04	5,22	6,02
2	Аналитическая модель (виток)	0,13	0,43	2,23	2,23	4,61
	Квазистатический подход	0,13	0,37	2,25	3,23	4,27
	Электродинамический подход	0,13	0,33	2,6	3,99	4,57

Отсюда следует, что аналитическое вычисление N -норм позволяет оценить верхнюю границу характеристик воздействия после прохождения устройств защиты. То есть подтверждается применимость аналитического вычисления формы напряжения на этапе предварительного анализа, а также для предварительной оценки характеристик воздействия после прохождения устройства, поскольку в реальных межсоединениях из-за влияния потерь, дисперсии и отражений от неоднородностей эти характеристики оказываются ниже.

Таким образом, совокупность полученных результатов доказывает применимость аналитического вычисления формы напряжения на выходе пассивных полосковых устройств защиты на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением для предварительного анализа, а также для грубых оценок характеристик воздействия после прохождения устройства. Выявлено существенное

влияние асимметрии на ослабление амплитуды импульсного воздействия.

3.4 Экспериментальные исследования макетов полосковых устройств с модальным разложением

3.4.1 Асимметричный модальный фильтр с лицевой связью

Исследуем асимметричный МФ с лицевой связью (см. рисунок 2.9,в). Параметры его поперечного сечения [157]: $w = 5,5$ мм; $s = 2$ мм; $t = 105$ мкм; $h = 0,79$ мкм; $\varepsilon_r = 5$. Такой набор параметров обеспечивает выполнение условия (2.61). Длина МФ $l = 0,276$ м. Матрицы фильтра:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 570,551 & 500,879 \\ 500,879 & 576,082 \end{bmatrix} \text{ нГн/м; } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 347,075 & -330,706 \\ -330,706 & 346,762 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Проведем предварительное моделирование для сравнения временных откликов, полученных с помощью модели (2.14) и в результате моделирования разными методами. Используемое воздействие – импульс в виде трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В и длительностями плоской вершины, фронта и спада по 50 пс. Помимо варианта подключения резисторов 50 Ом к концам пассивного проводника МФ, он исследовался в режимах КЗ и ХХ, поскольку в них можно добиться большего ослабления воздействия, как это показано в [158]. Моделирование выполним без учета потерь. На рисунке 3.18 показаны формы напряжения при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом и $R_{S2} = 1$ Ом (для имитации КЗ), $R_{L2} = 1$ МОм (для имитации ХХ), вычисленные по аналитической модели (2.14) и квазистатическим и электродинамическим подходами.

Как видно на рисунке 3.18, результаты разных способов расчета согласуются качественно (в конце МФ наблюдаются 2 импульса синфазной и дифференциальной мод), а отличие полученных при электродинамическом моделировании форм напряжения вызвано учетом высших типов волн. Существенные

количественные отличия имеют результаты, полученные при электродинамическом подходе, что можно объяснить учетом потерь (в том числе на излучение), вследствие чего происходит затягивание фронта и спада импульсов. В эксперименте при КЗ и ХХ на пассивном проводнике амплитуда импульса 1, полученная квазистатическим подходом, выше, чем амплитуда, рассчитанная по модели (2.14), а импульса 2 – наоборот.

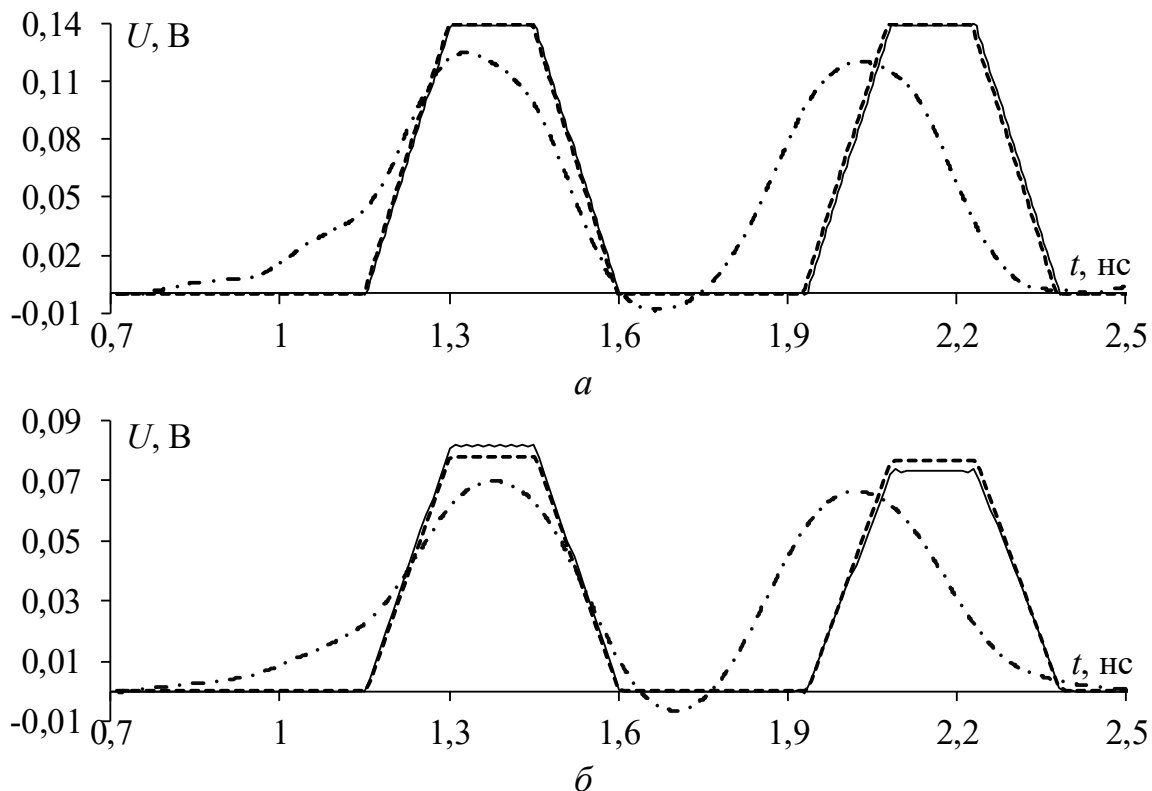


Рисунок 3.18 – Формы напряжения в конце модального фильтра с лицевой связью, вычисленные аналитически (---), квазистатическим (—) и электродинамическим (— · —) подходами при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом (а) и $R_{S2} = \text{КЗ}$, $R_{L2} = \text{ХХ}$ (б)

Значения амплитуд и задержек импульсов разложения по уровню половины от амплитуды, полученные разными способами, представлены в таблице 3.8. Отклонения результатов разных методов вычислялись по формуле

$$\chi = \left| \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \right| \cdot 100 \%, \quad (3.20)$$

где x_1, x_2 – сравниваемые значения, полученные разными методами.

Из таблицы 3.8 видно, что при $R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом максимальное отклонение результатов по амплитуде и задержкам составляет 8 % и 29 % соответственно, а для КЗ и ХХ – 8 % и 20 %, что можно полагать приемлемым. При этом задержки, полученные аналитически и квазистатическим моделированием, совпадают.

Таблица 3.8 – Амплитуды U , задержки импульсов t на выходе модального фильтра с лицевой связью и их отклонения χ , вычисленные разными способами

Способ вычисления	U_1 , В	U_2 , В	t_1 , нс	t_2 , нс
$R_{S2} = R_{L2} = 50$ Ом				
Электродинамический (1)	0,122	0,119	0,77	1,75
Квазистатический (2)	0,139	0,139	1,41	1,93
Аналитический (3)	0,139	0,139	1,41	1,93
χ , %	(1) и (2) – 6,5 (1) и (3) – 6,5 (2) и (3) – 0	(1) и (2) – 8 (1) и (3) – 8 (2) и (3) – 0	(1) и (2) – 29 (1) и (3) – 29 (2) и (3) – 0	(1) и (2) – 4,9 (1) и (3) – 4,9 (2) и (3) – 0
$R_{S2} = \text{КЗ}, R_{L2} = \text{ХХ}$				
Электродинамический (1)	0,069	0,065	0,77	1,78
Квазистатический (2)	0,081	0,073	1,15	1,93
Аналитический (3)	0,078	0,076	1,15	1,93
χ , %	(1) и (2) – 8 (1) и (3) – 6 (2) и (3) – 1,8	(1) и (2) – 5,8 (1) и (3) – 7,8 (2) и (3) – 2	(1) и (2) – 20 (1) и (3) – 20 (2) и (3) – 0	(1) и (2) – 4 (1) и (3) – 4 (2) и (3) – 0

Несмотря на отличия результатов вычислений по модели (2.14) и посредством электродинамического моделирования, модель оказалась довольно точной для предварительных оценок.

Разработана модель макета МФ (рисунок 3.19) [157]. В качестве основы использован фольгированный стеклотекстолит, размеры макета 105×45 мм. Для уменьшения размеров макета проводники свернуты в меандр, малое количество витков которого существенно повлияет на временные характеристики МФ.

По разработанной модели изготовлен макет МФ (рисунок 3.20). Измерения выполнялись на базе комбинированного осциллографа С9-11 с сопротивлением измерительного тракта 50 Ом. Для включения макета МФ в тракт применялись коакси-

альные переходники (HYR-1111, HYR-1112, ПК2-18-01Р-03Р, ПК2-18-11Р-03Р), которые вносят искажения и дополнительную задержку в форму напряжения на выходе МФ.

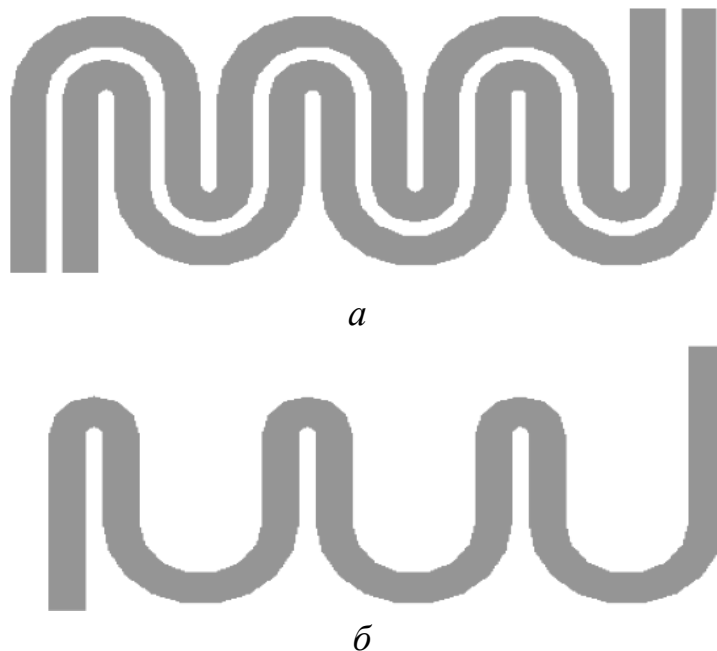


Рисунок 3.19 – Модель макета модального фильтра с лицевой связью: *а* – верхний слой; *б* – нижний слой

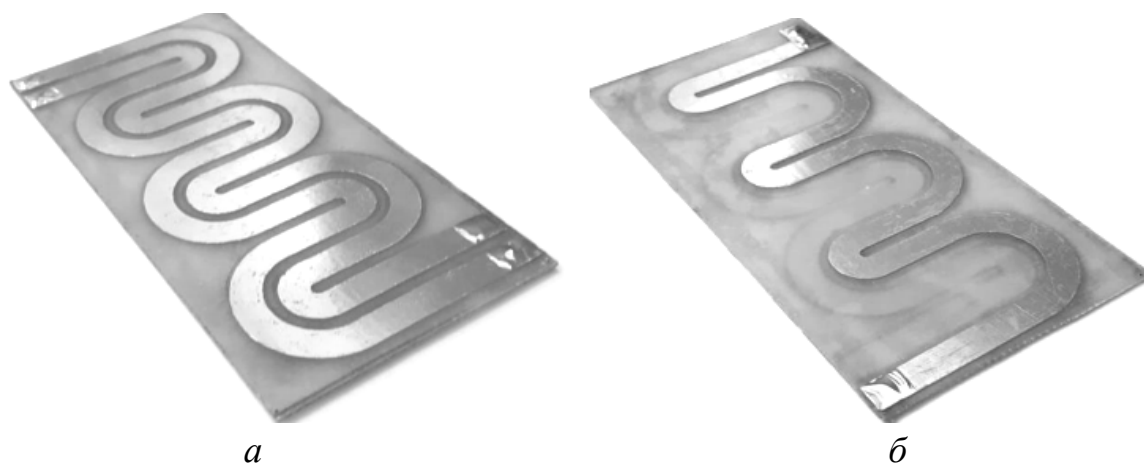


Рисунок 3.20 – Изготовленный макет:
а – вид сверху; *б* – вид снизу

На рисунке 3.21 показана форма воздействующего импульса, оцифрованная с экрана осциллографа и измеренная на согласованной нагрузке. Пиковое значение амплитуды сигнала составляет 713 мВ при длительности 0,3 нс (по уровню 0,5 от амплитуды э.д.с.). Этот импульс, удвоенный по амплитуде, применен в каче-

стве воздействия при аналитическом вычислении отклика по модели (2.14).

На рисунке 3.22 приведены результаты аналитического вычисления и измерения форм напряжения на выходе макета МФ.

Видно, что результаты хорошо согласуются лишь качественно: в обоих случаях на выходе макета наблюдаются два импульса разложения. Более раннее начало сигнала при измерениях объясняется сильной боковой связью между проводниками. Отметим, что при вычислении формы напряжения по модели (2.14) амплитуда импульса 1 больше, чем импульса 2, а при измерениях наоборот. Максимальные значения амплитуды сигнала на выходе МФ в результате вычислений и измерений составили 0,118 В и 0,125 В соответственно.

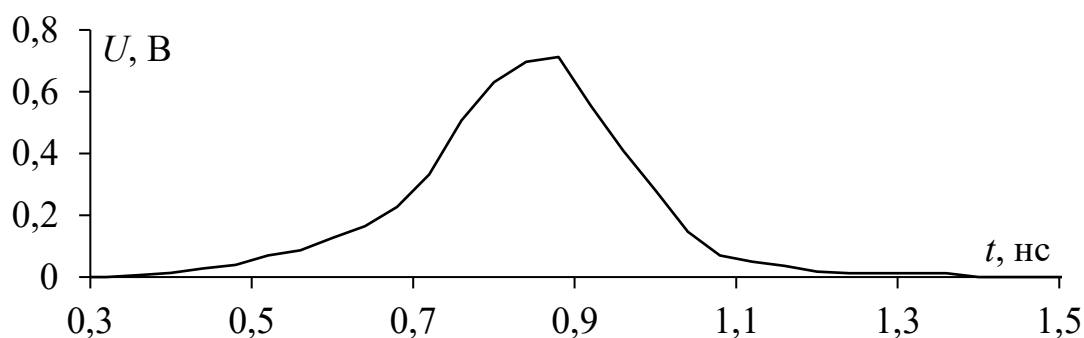


Рисунок 3.21 – Форма напряжения воздействующего импульса

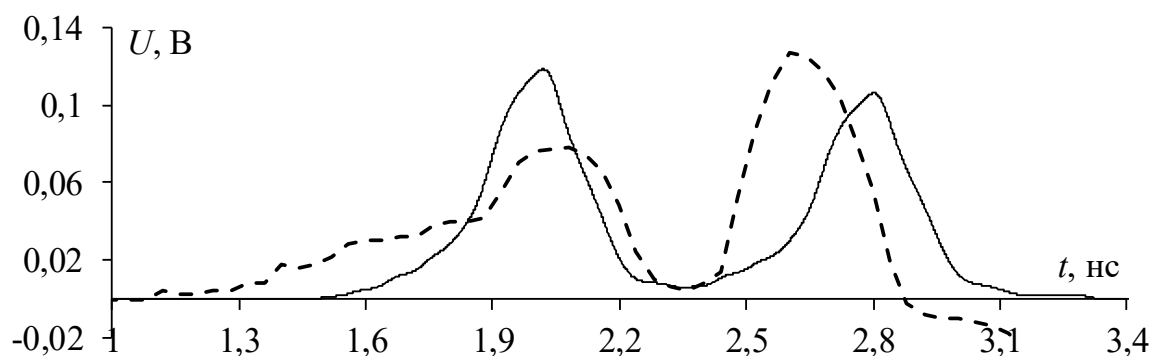


Рисунок 3.22 – Формы напряжения на выходе экспериментального макета модального фильтра, полученные аналитически (—) и при измерениях (---)

В таблице 3.9 приведены амплитуды и задержки (по уровню половины от амплитуды входной э.д.с.) импульсов разложения на выходе МФ, полученные разными способами, а также их отклоне-

ния, вычисленные по формуле (3.20). Из таблицы 3.9 видно, что максимальное отклонение результатов измерений и вычислений по амплитуде импульсов 1 и 2 составляет 21 % и 8,7 % соответственно, а по задержкам – 2,2 % и 3,9 %.

Таблица 3.9 – Амплитуды U , задержки импульсов t на выходе модального фильтра и их отклонения, полученные в результате измерений и вычислений

Параметры	U_1 , В	U_2 , В	t_1 , нс	t_2 , нс
Измерения	0,077	0,125	1,96	2,6
Аналитическая модель	0,118	0,105	2,05	2,81
Отклонения, %	21	8,7	2,2	3,9

Таким образом, в результате моделирования и измерений показано, что аналитическое вычисление временного отклика МФ по модели (2.14) приемлемо для предварительных оценок ослабления МФ.

3.4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной микрополосковой линии с двумя пассивными заземленными проводниками

Для апробации предложенной аналитической модели (2.30), а также экспериментального подтверждения модальной фильтрации в исследуемой структуре изготовлен макет МФ [159]. Его поперечное сечение представлено на рисунке 2.16, параметры макета: $w = 0,45$ мм; $w_1 = 0,2$ мм; $s = 0,45$ мм; $t = 70$ мкм; $h = 0,5$ мм; $d = 1$ мм; $\epsilon_r = 4$; $\tan \delta = 0,03$; $l = 337$ мм. Схема соединений МФ показана на рисунке 2.8. Условие равенства амплитуд импульсов (2.93) при указанных параметрах МФ выполняется.

Размер макета МФ 100×100 мм. На рисунке 3.23 представлены фотошаблоны верхнего и нижнего слоев печатной платы макета, а также его фото после изготовления. Для размещения МФ на плате указанного размера структура свернута в меандр со слабой связью между его полувитками (расстояние между ними 10 мм). Для включения МФ в измерительный тракт использовались коак-

сиально-микростриповые переходы. Вносимые ими потери не превышают 0,5 дБ в диапазоне частот от 0 до 12 ГГц.

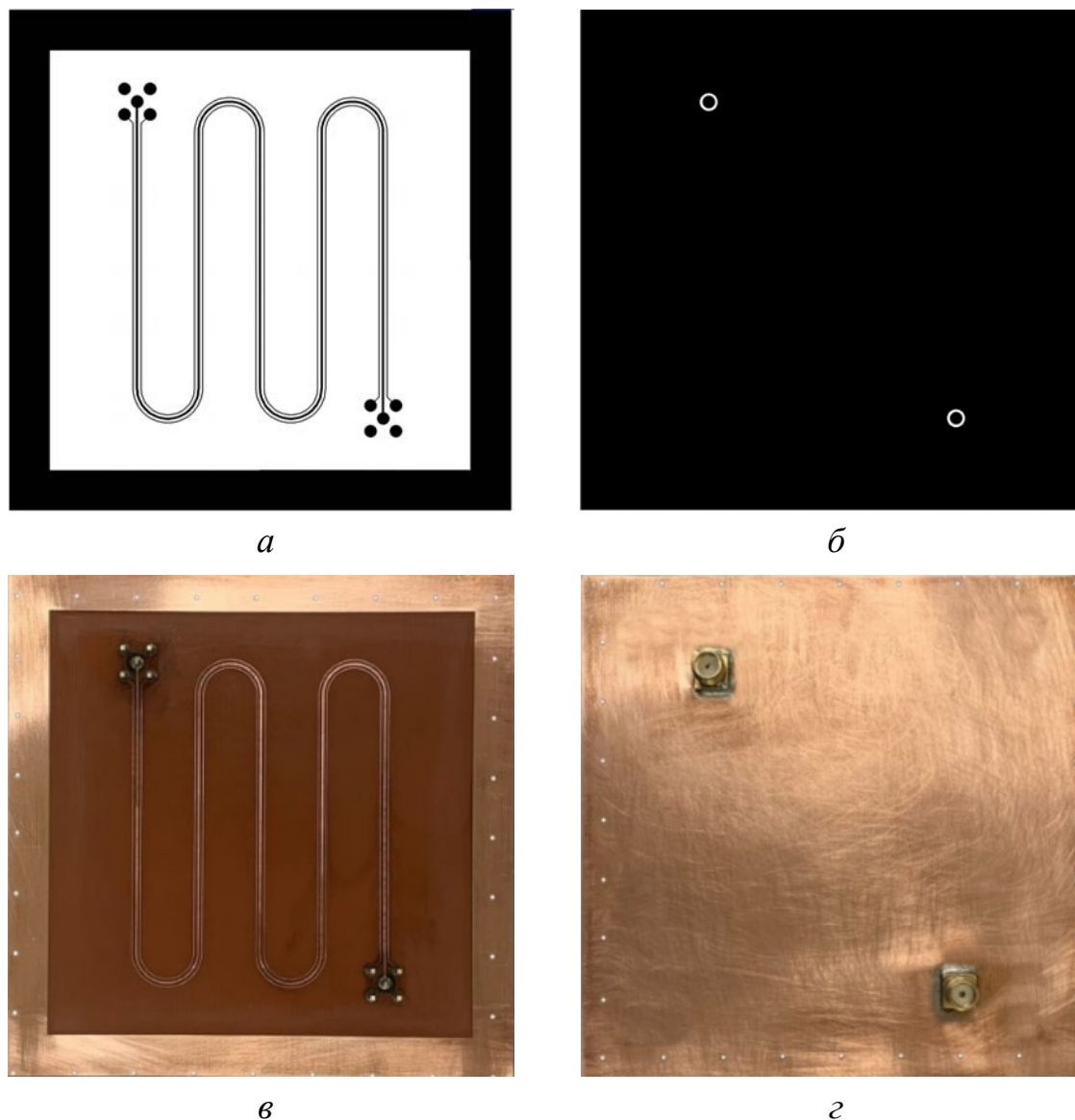


Рисунок 3.23 – Верхний (*а*) и нижний (*б*) слои фотошаблона печатной платы, а также верхний (*в*) и нижний (*г*) слои изготовленного макета

На рисунке 3.24 показана экспериментальная установка на базе векторного анализатора цепей (ВАЦ), используемая для изучения частотных характеристик МФ. В качестве ВАЦ применяли E50771 C Agilent Technologies.

Макет МФ подключается к выходам ВАЦ с помощью высокочастотных кабельных сборок. Анализ частотных характеристик выполняли в диапазоне от 10 МГц до 12 ГГц. Перед измерениями

осуществляли двухпортовую SOLT-калибровку (Short – короткое замыкание, Open – разрыв, Load – согласованная нагрузка и Thru – прямое соединение).

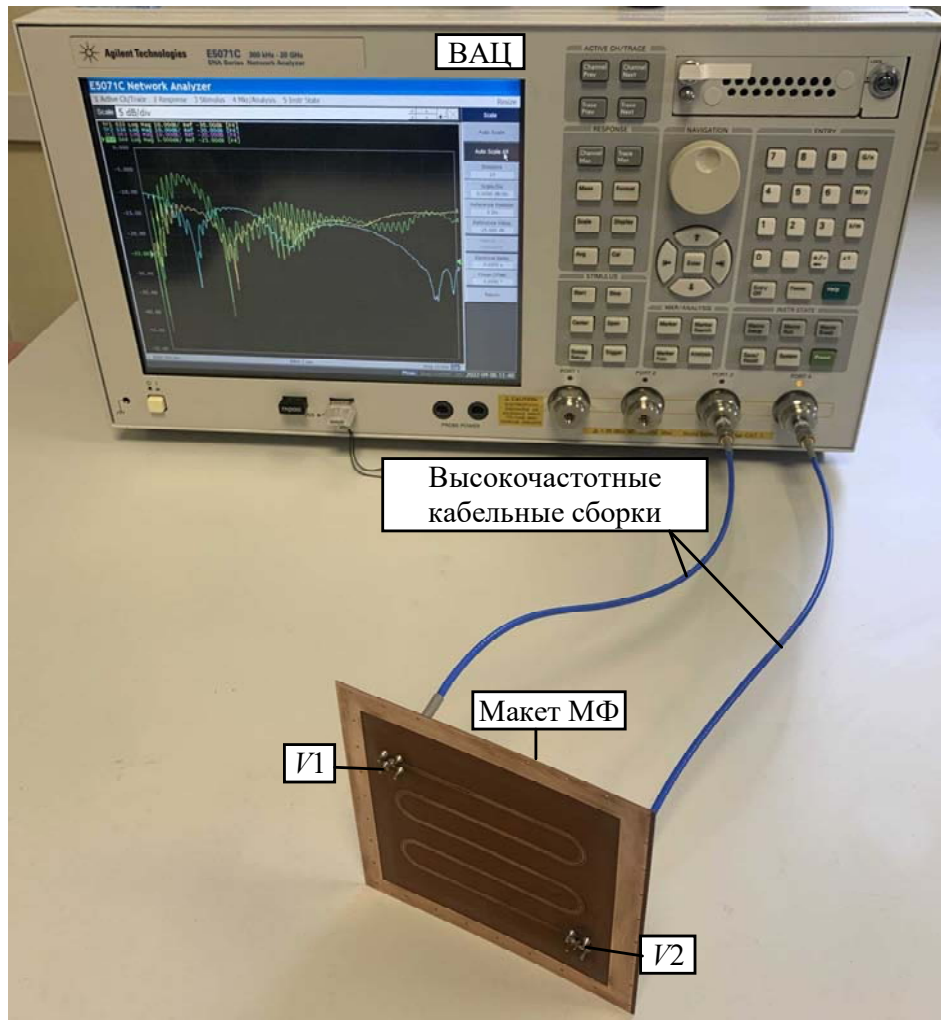


Рисунок 3.24 – Общий вид экспериментальной установки для анализа частотных характеристик модального фильтра

После измерения частотных характеристик МФ они преобразовывались во временную область с использованием функционала системы ADS [155]. Сначала исследовали воздействие гауссовым импульсом с длительностью 67 пс по уровню половины амплитуды (рисунок 3.25). Это воздействие соответствует определению СШП-импульса [160].

Для сравнения с результатами измерений выполнено квазистатическое и электродинамическое моделирование МФ в диапазоне частот от 0 до 12 ГГц с помощью систем TALGAT [140] и

EMPro [150] соответственно. При этом в качестве материала подложки макета использовался стеклотекстолит марки FR-4 с медными проводниками. Для учета влияния частотной зависимости потерь в диэлектрике применялась модель Свенсона/Джорджевича [161].

Количественную оценку влияния помехового воздействия осуществляли посредством N -норм [133]. Формы напряжения на выходе МФ (рисунок 3.26) определяли с использованием квазистатического и электродинамического подходов, измерений и модели (2.30).

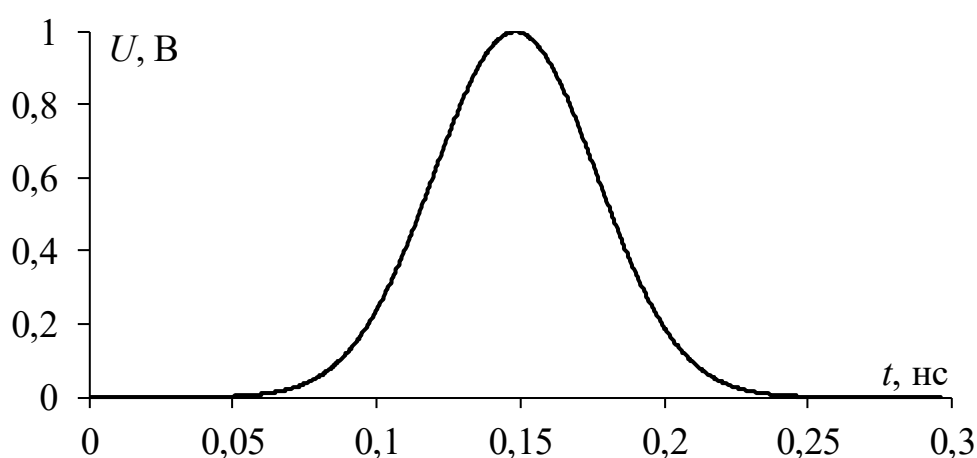


Рисунок 3.25 – Форма э.д.с. воздействия (гауссов импульс)

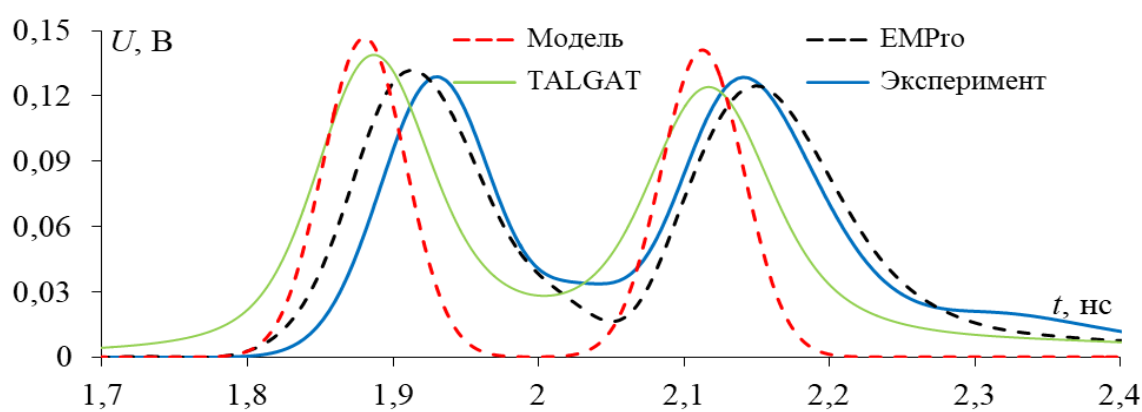


Рисунок 3.26 – Формы напряжения в узле V_2 (см. рисунок 3.24) при воздействии гауссовым импульсом

На рисунке 3.26 видно, что исходный СШП-импульс раскладывается на два импульса с меньшей амплитудой (увеличение или уменьшение длины МФ ведет к увеличению или уменьшению разности задержек импульсов на его выходе). Наблюдается

хорошее согласование результатов, полученных в ходе моделирования, измерений и посредством модели (2.30). Расхождение результатов, рассчитанных аналитически и численно, объясняется влиянием потерь в проводниках, диэлектрике и на излучение. Сравнение данных электродинамического моделирования и измерений показывает лучшую сходимость. Отклонения результатов измерений и вычисленных с помощью модели (2.30) можно объяснить тем, что модель характеризует идеализированный МФ без потерь, дисперсии и отражений, а также не учитывает потери в коаксиально-микрополосковых переходах. Полученные разными способами N -нормы для форм напряжения приведены в таблице 3.10.

Таблица 3.10 – N -нормы при воздействии гауссовым импульсом, вычисленные разными методами

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-10}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{11}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	10,61	3,566	3,701	3,552
Аналитический метод	0,147	0,333	2,060	2,060	1,446
Квазистатический метод	0,139	0,211	3,406	3,681	1,669
Электродинамический метод	0,141	0,215	3,491	3,634	1,577
Измерения	0,129	0,203	3,509	3,685	1,659

Результаты таблицы 3.10 показывают, что общее ослабление гауссова импульса в МФ достигается за счет одновременного уменьшения каждой нормы. Уменьшение нормы N_1 обусловлено разложением воздействия на два импульса с меньшими амплитудами (более чем в 3 раза). Дополнительное ослабление вносят потери в проводниках и диэлектрике. Существенно уменьшается норма N_2 , что вызвано уменьшением скорости нарастания фронта из-за разложения воздействия. Кроме того, сильное влияние на норму N_2 оказывают дисперсия и потери. Значительного уменьшения норм N_3 и N_4 нет, поскольку увеличивается ширина импульсов при всех способах расчета, кроме аналитической модели, которая не учитывает потери. Разложение импульсов позволило уменьшить среднее действующее значение напряжения практически в 2 раза (анализ нормы N_5). Также из таблицы 3.10 видно, что

полученные разными способами результаты качественно хорошо согласуются между собой. Однако N -нормы, рассчитанные на основе аналитического вычисления формы напряжения, отличаются существенно (до 1,5 раза для некоторых норм) из-за ограничений модели. Тем не менее аналитическая модель позволяет определить верхние границы характеристик воздействия после его разложения. Это показывает применимость модели на ранних этапах анализа и синтеза устройств с модальным разложением.

Чтобы оценить возможность применения МФ для защиты от других форм помеховых воздействий, рассмотрим затухающую синусоиду [148] (см. рисунок 3.7,б) и синусоиду с гауссовой модуляцией [149] (см. рисунок 3.7,в). Формы напряжения на выходе МФ при воздействии затухающей синусоидой, полученные разными способами, показаны на рисунке 3.27.

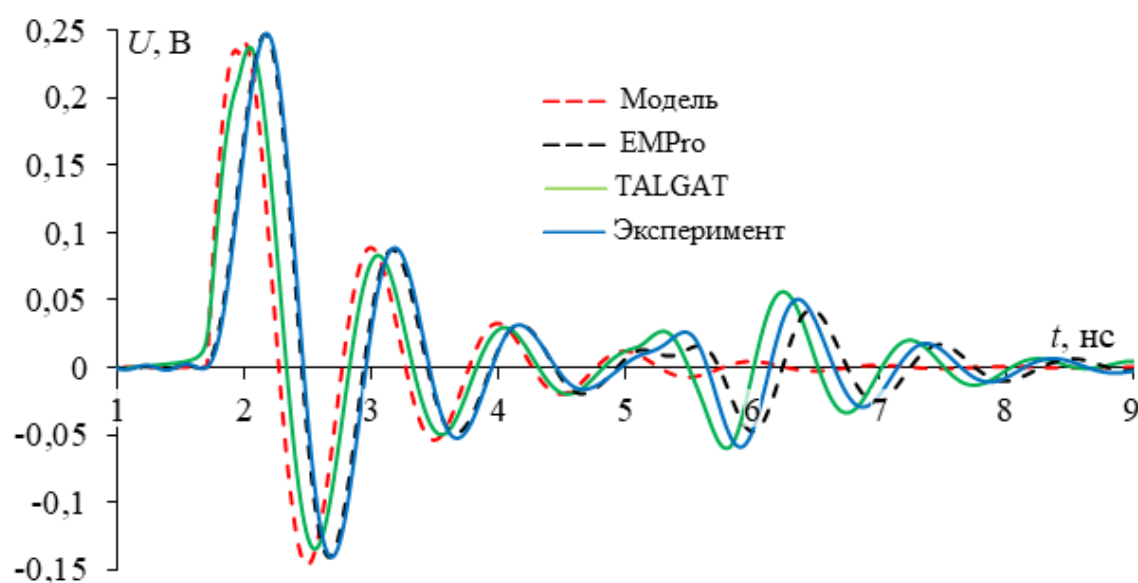


Рисунок 3.27 – Формы напряжения в узле V_2 (см. рисунок 3.24) при воздействии затухающей синусоидой

На рисунке 3.27 видно, что сигнал не раскладывается на составляющие, так как воздействие, и даже его полупериод, имеют большую длительность по сравнению с СШП-импульсом. Между тем разложение происходит при увеличении длины МФ. Наблюдается хорошее качественное совпадение результатов, полученных разными способами. Видно практически полное совпадение откликов, полученных в результате электродинамического

моделирования и измерений. Различия начинают проявляться, когда отражения от входа МФ поступают с двойной задержкой на его выход. Также наблюдается хорошее соответствие результатов квазистатического моделирования и рассчитанных аналитически. Модель (2.30) учитывает только один проход сигнала от начала МФ к его концу, что видно по отклику. Рассчитанные для исследуемого воздействия N -нормы приведены в таблице 3.11.

Таблица 3.11 – N -нормы при воздействии затухающей синусоидой, полученные разными методами

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,398	3,177	7,83	3,17	7,81
Аналитический метод	0,241	1,87	6,19	2,08	5,11
Квазистатический метод	0,237	1,14	6,56	3,04	5,25
Электродинамический метод	0,247	1,34	7,64	2,81	5,34
Измерения	0,248	1,37	7,62	2,76	5,38

Из таблицы 3.11 видно, что значения N -норм согласуются. Существенные отличия наблюдаются только для нормы N_2 , вероятно, из-за того, что в модели (2.30) не учитываются потери, которые приводят к сглаживанию формы воздействия в остальных случаях. Результаты таблицы 3.11 демонстрируют снижение каждой нормы, но оно может быть не столь значительным из-за затухающего характера воздействия. Видно, что среднее значение нормы N_1 уменьшилось всего в 1,65 раза. Поскольку из-за недостаточной длины МФ воздействие не разложилось на составляющие, снижение нормы вызвано лишь распространением воздействия по МФ и его затуханием из-за потерь. Существенное снижение нормы N_2 обусловлено уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание полуволн синусоиды. Сравнение значений норм N_3 и N_4 показывает значительное ослабление воздействия только при использовании аналитической модели, так как она не учитывает потери, а отражения от входа МФ накладываются на форму основного сигнала. Среднее значение уменьшения нормы N_5 составляет 1,45 раза, что говорит

о снижении вероятности выгорания компонентов в цепи после МФ.

Формы напряжения на выходе МФ при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные разными способами, показаны на рисунке 3.28. Видно, что из-за еще большего увеличения общей длительности воздействия оно также не раскладывалось на составляющие. Сравнение форм напряжения показывает, что результаты, полученные разными подходами, согласуются качественно (по характеру распространения и форме сигнала). Однако количественные различия проявляются уже для первых полувольт и усиливаются по мере их поступления на выход МФ.

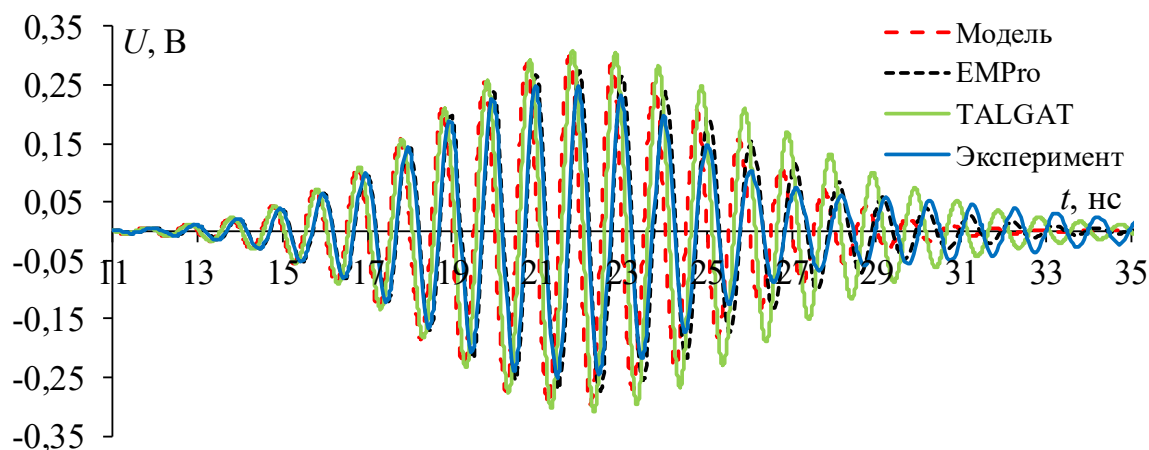


Рисунок 3.28 – Формы напряжения в узле V_2 (см. рисунок 3.24) при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

Количественные отличия откликов на рисунке 3.28, полученных при квазистатическом моделировании и аналитически, вызваны приходом и наложением многократных отражений на выходе МФ, которые не учитываются в модели (2.30). Различия результатов электродинамического моделирования и измерений проявляются только в амплитуде полувольт и вызваны сглаживанием их нарастания и спада из-за более существенного влияния потерь и дисперсии. Вычисленные N -нормы для данного воздействия представлены в таблице 3.12.

Из таблицы 3.12 следует, что результаты вычисления N -норм согласуются. Наблюдается значительное уменьшение каждой нормы (по сравнению с затухающей синусоидой), что вызвано

периодическим характером воздействия и его модуляцией. Нормы N_1 и N_2 для входного воздействия практически совпадают, что можно объяснить характером формы его напряжения. Уменьшение норм N_1 и N_2 в 1,8 раза и 2 раза отмечается для результатов электродинамического моделирования и измерений соответственно.

Таблица 3.12 – N -нормы при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	3,14	3,3	8,06	12,8
Аналитический метод	0,298	1,868	2,72	2,45	4,34
Квазистатический метод	0,309	1,923	2,53	2,42	4,31
Электродинамический метод	0,274	1,743	0,66	2,09	3,78
Измерения	0,25	1,561	0,87	2,08	3,74

Видно, что вероятность пробоя диэлектрика (по норме N_3) значительно снижается. По результатам измерений это снижение происходит почти в 5 раз, что объясняется существенным влиянием потерь и дисперсии на высокочастотную составляющую воздействия (по сравнению с аналитической моделью и квазистатическим моделированием). Значительное снижение значений наблюдается для норм N_4 и N_5 , что обусловлено равномерным распределением энергии воздействия из-за потерь и дисперсии. Это приводит к снижению вероятности выгорания компонентов.

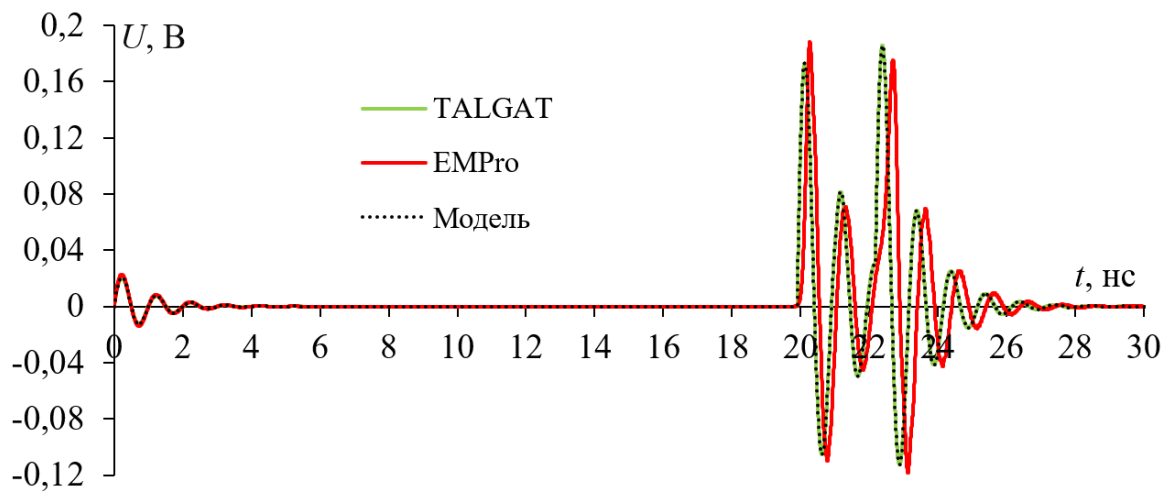
Таким образом, с использованием численного квазистатического и электродинамического моделирования и измерений доказана возможность применения модели (2.30) для анализа распространения импульсных помеховых воздействий в исследуемом МФ. Простота подхода и незначительные вычислительные затраты подтверждают целесообразность применения моделей (2.94)–(2.99), а также условия (2.93) равенства амплитуд составляющих сигнала на выходе МФ на этапе его предварительного анализа.

3.4.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

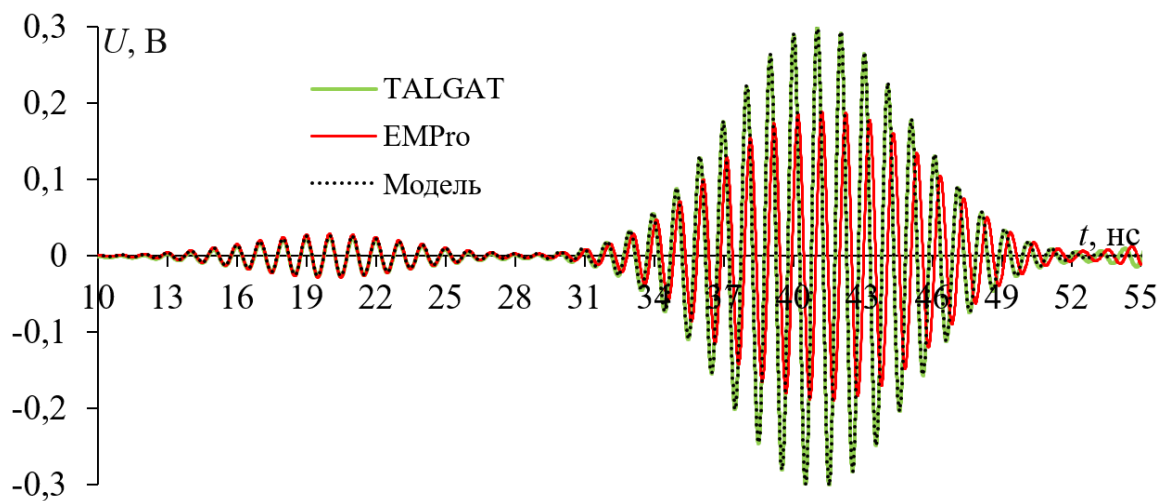
С целью апробации предложенной модели (2.35) для вычисления временного отклика витка МЛ с асимметричным поперечным сечением и основанной на ней методики синтеза устройств защиты выполнены экспериментальные исследования структуры, показанной на рисунке 2.9,б. В качестве воздействия рассмотрим гауссов импульс [160], затухающую синусоиду [148] и синусоиду с гауссовой модуляцией [149].

Сначала исследуем исходный виток МЛ, не свернутый в меандр со слабой связью. Его параметры соответствуют набору 1 из таблицы 3.4. Поскольку в подразд. 3.3 уже приводились результаты моделирования отклика витка на импульсное воздействие, то покажем формы напряжения при воздействии затухающей синусоидой и синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные аналитически, без учёта потерь квазистатическим и электродинамическим подходами (рисунок 3.29).

Как видим, все формы напряжения, полученные разными способами, согласуются. Нужно отметить, что результаты аналитического расчета и квазистатического моделирования полностью совпали. Отличие результатов электродинамического моделирования вызвано учётом распространения высших типов волн и потерь на излучение. Потери приводят к появлению дополнительной задержки и изменению амплитуды выходного сигнала вследствие затягивания передней и задней частей полуволн воздействий. Наиболее сильно потери влияют на высокочастотную составляющую синусоид и ведут к постепенному увеличению задержки каждой последующей её полуволны. Из-за потерь на излучение уменьшение амплитуды каждой полуволны может достигать 30 %. Несмотря на выявленные отличия, модель (2.35) может применяться для быстрого анализа прохождения сигнала по витку без затратного электродинамического моделирования на ранних этапах анализа.



a



б

Рисунок 3.29 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при воздействии затухающей синусоидой (*a*) и синусоидой с гауссовой модуляцией (*б*)

В соответствии с методикой, изложенной в подразд. 3.3, разработан и изготовлен макет витка на основе МПЛ (см. рисунок 2.9,б). Для этого проведена структурная оптимизация по критерию размещения витка на площади $S = 80 \times 80$ мм. В результате оптимизации виток МЛ свернут в меандр из 17 неосновных полувитков со слабой связью (рисунок 3.30).

Поперечное сечение свернутого витка такое же, как на рисунке 3.14. Расстояние между неосновными витками s_2 и длина каждого из них с учётом скруглений l_i составляют $s_2 = 2$ мм и $l_i = 71,12$ мм [151]. Необходимо отметить, что полигоны земли по

периметру макета необходимы для проведения измерений других характеристик витка МЛ в ТЕМ-камере [162].

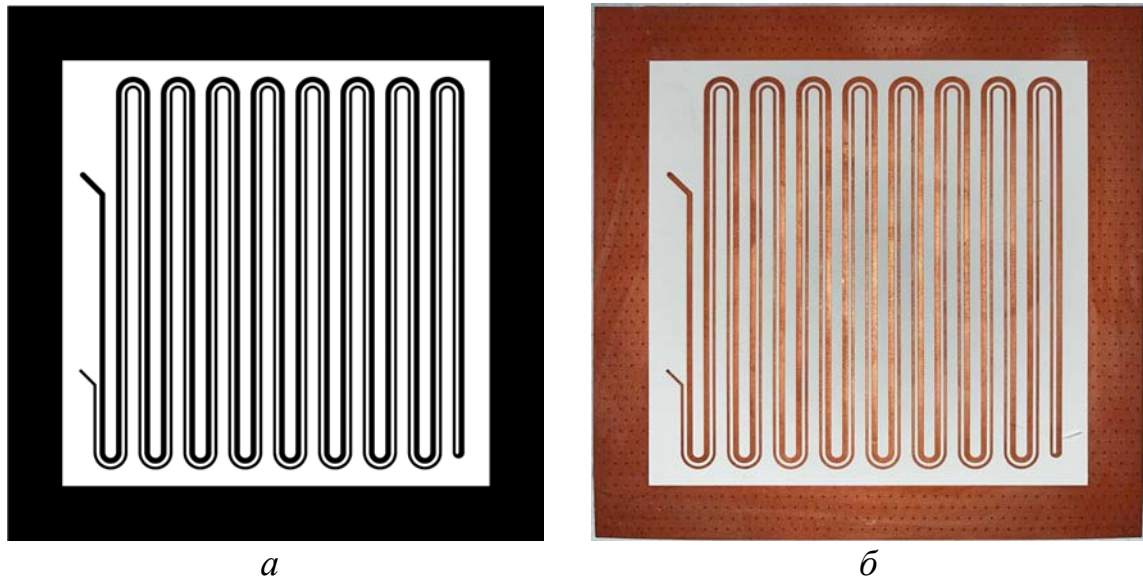


Рисунок 3.30 – Вид сверху фотошаблона (а) и макета (б) асимметричного витка меандровой линии, свернутого в меандр со слабой связью

Измерение частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ витка МЛ выполнялось на базе ВАЦ E5071C Agilent Technologies. На рисунке 3.31 показан вид установки для измерения частотных характеристик макета с подключенными кабельными сборками. Для включения макета в тракт использовались высокочастотные SMA-соединители (0732511350) производства компании MOLEX, имеющие верхнюю граничную частоту 18 ГГц. На основе измеренных частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в системе ADS определены формы напряжения на выходе витка МЛ.

На рисунке 3.32 приведены полученные разными способами отклики на выходе витка МЛ при воздействии гауссовым импульсом (см. рисунок 3.25). Поскольку при электродинамическом моделировании учитываются полосковые отводы, необходимые для пайки соединителей и включения макета в тракт, для форм напряжения, вычисленных аналитически и в ходе квазистатического моделирования, они учтены в виде дополнительной задержки 357 пс (на основе расчёта задержки одиночного отрезка). При моделировании двумя подходами учитывались потери.

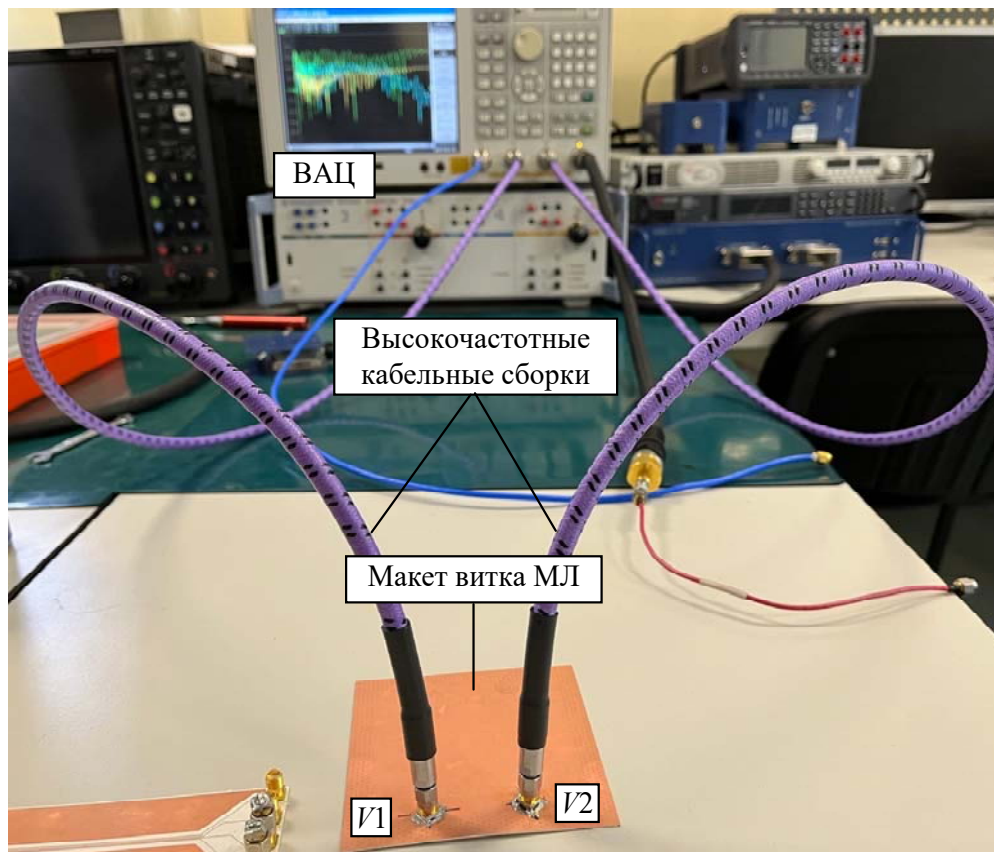


Рисунок 3.31 – Общий вид экспериментальной установки для измерения частотных характеристик витка меандровой линии

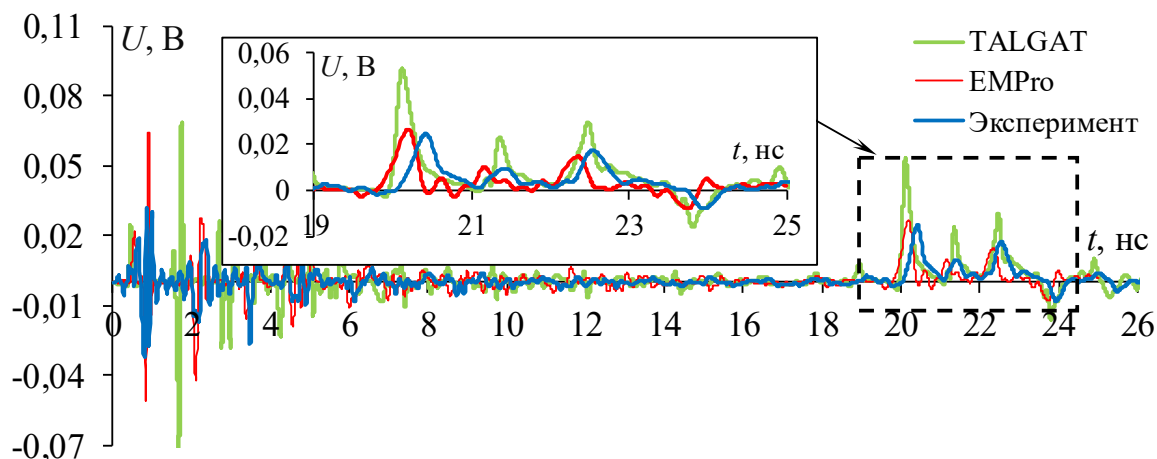


Рисунок 3.32 – Формы напряжения на выходе витка меандрой линии при воздействии гауссовым импульсом

На рисунке 3.32 видно, что результаты квазистатического моделирования существенно (практически в 2 раза для амплитуды импульса дифференциальной моды) отличаются от результатов электродинамического моделирования и измерений. Причиной этого является более строгий учёт потерь при электродинамиче-

ском моделировании (их частотной зависимости) и их влияние при измерениях.

Из сравнения результатов, полученных для исходного (см. рисунок 3.29) и свернутого (см. рисунок 3.32) витков МЛ, следует, что влияние потерь и отражений на концах неосновных полувитков приводит к весьма существенному дополнительному ослаблению составляющих сигнала. Видно, что потери сильнее влияют на ослабление амплитуды самого позднего из импульсов (синфазной моды) вне зависимости от способа получения отклика. Кроме того, на форму напряжения оказывает влияние электромагнитная связь между неосновными полувитками, которая несмотря на их разнос остается значимой. Наблюдается приемлемое количественное совпадение результатов измерений и электродинамического моделирования, учитывающего распространение высших типов волн и все виды потерь. Для количественной оценки в таблице 3.13 приведены вычисленные амплитуды и задержки (по уровню половины амплитуды) импульсов. Данные таблицы 3.13 подтверждают полученные ранее результаты. Нужно отметить, что отличие результатов квазистатического моделирования, вероятнее всего, вызвано недостаточно строгим учётом потерь (в том числе потерь на излучение).

Таблица 3.13 – Амплитуды (В) и задержки (нс) импульсов разложения при воздействии гауссовым импульсом

Метод	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
Квазистатический	0,024	0,41	0,055	19,86	0,022	21,26	0,029	22,24
Электродинамический	0,021	0,46	0,028	19,95	0,01	20,95	0,012	22,12
Измерения	0,19	0,57	0,024	20,13	0,008	21	0,018	22,4

Из таблицы 3.13 видно, что задержки импульсов разложения, полученные разными способами, хорошо согласуются между собой. Можно полагать, что в реальных межсоединениях на печатной плате ослабление помеховых сигналов будет определяться не только их модальным разложением, но и всеми видами потерь, которые на разные воздействия (например, низкочастотные и

высокочастотные) могут влиять по-разному. Были рассчитаны N -нормы до и после разложения воздействия в витке МЛ (таблица 3.14). В таблицу включены нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной на основе модели для исходного витка.

Из таблицы 3.14 видно, что для форм напряжения, найденных разными способами, наблюдается уменьшение нормы N_1 в 15 раз. Уменьшение нормы N_2 происходит в 7,5 раза. Столь значительное уменьшение объясняется разложением воздействия на составляющие с меньшими амплитудами не только из-за модального разложения, но и вследствие существенного влияния потерь на форму гауссова импульса. Снижение норм N_3 и N_4 происходит в меньшей степени из-за влияния потерь и многократных отражений. Наблюдается довольно значимое уменьшение нормы N_5 .

Таблица 3.14 – N -нормы при воздействии гауссовым импульсом

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{11}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,5	11,3	3,62	3,62	3,55
Аналитический метод (исх.)	0,225	4,8	3,59	3,59	2,26
Квазистатический метод	0,069	3,75	4,86	12,03	1,33
Электродинамический метод	0,065	2,57	2,22	8,05	1,01
Измерения	0,032	1,55	2,71	7,85	0,84

Несмотря на значительные отличия результатов, полученных аналитически, они дают первичное представление о характеристиках устройства и могут использоваться для предварительных оценок без применения численных методов.

Исследуем формы напряжения на выходе витка МЛ при воздействии затухающей синусоидой (рисунок 3.33). Как видно, качественно они согласуются, поскольку каждая представлена двумя основными составляющими на выходе витка, которые распространяются с задержкой чётной и нечётной мод.

Также на выходе присутствует перекрестная помеха, однако её форма существенно искажена из-за отражений. Вследствие

большей (относительно гауссова импульса) длительности воздействия условие разложения (3.18) не выполняется, поэтому на выходе витка не наблюдается в явном виде дополнительный импульс.

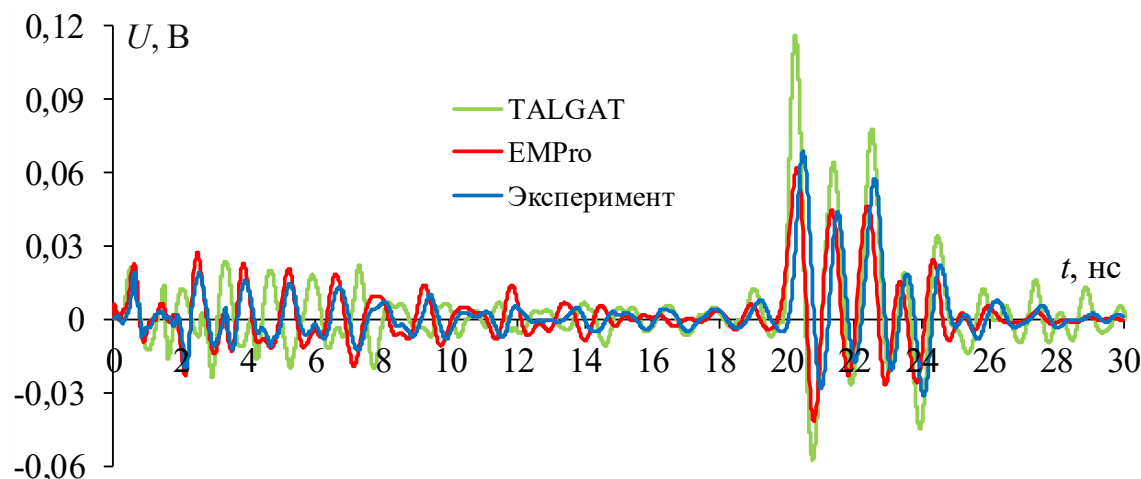


Рисунок 3.33 – Формы напряжения на выходе витка меандровой линии при воздействии затухающей синусоидой

Нужно отметить хорошее совпадение результатов, полученных разными способами, по задержкам составляющих отклика. Как и для гауссова импульса, наблюдается наилучшее совпадение результатов электродинамического моделирования и измерений. Примечательно, что положительные полуволны по результатам измерений оказались больше по амплитуде, чем при электродинамическом моделировании. Так, отличия составили 4,5 % и 22,4 % для первой полуволны основных составляющих соответственно. Это может быть вызвано наложением основных и отраженных полуволн одинаковой полярности. Полученные результаты подтверждают выводы о существенном влиянии потерь, сделанные ранее. Следует отметить, что тенденция искажений из-за потерь сохраняется: они сильнее ослабляют более поздние составляющие выходного сигнала. Рассчитанные значения N -норм до и после прохождения воздействия по витку МЛ приведены в таблице 3.15.

Из анализа N -норм можно сделать следующие выводы. Ослабление нормы N_1 довольно существенно: в 2 раза для аналитических результатов и 5,8 раза для измерений. Существенное

увеличение ослабления по результатам измерений вызвано как разложением воздействия на составляющие, так и влиянием всех видов потерь.

Таблица 3.15 – N -нормы при воздействии затухающей синусоидой

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^{10}$	$N_5 \cdot 10^6$
Входное воздействие	0,394	3,24	12,5	3,2	7,8
Аналитический метод (исх.)	0,186	1,39	10,1	3,01	5,13
Квазистатический метод	0,116	0,86	8,22	3,72	3,26
Электродинамический метод	0,062	0,20	5,37	2,38	2,22
Измерения	0,068	0,29	5,96	2,1	2,13

Аналогичные выводы можно сделать для нормы N_2 , значение которой также уменьшается, причем еще существенней по сравнению с исходной формой воздействия (почти в 11 раз по результатам измерений). Ослабление остальных норм меньше, что связано с влиянием многократных отражений и потерь, из-за чего формы составляющих отклика расширяются. Примечательно, что все нормы (кроме N_3), вычисленные на основе измерений, ниже, чем полученные на основе электродинамического моделирования (см. рисунок 3.33). Это может быть связано с характером воздействия и влиянием отражений в конце каждого неосновного полувитка на форму напряжения. Несмотря на то что модель (2.35) получена для исходного витка МЛ, не свернутого в меандр, она позволяет представить общий характер искажений сигнала из-за распространения по витку, а также приближенно оценить ослабление воздействия на выходе витка с помощью N -норм.

Полученные формы напряжения при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией приведены на рисунке 3.34.

Как видно, они приемлемо согласуются, поскольку наблюдаются две составляющие отклика: перекрестная помеха и основной сигнал, пришедший с задержкой к концу витка. При этом результаты измерений лучше согласуются с результатами квазистатического моделирования для двух составляющих отклика. Однозначно объяснить это довольно сложно. Вероятными причинами

являются периодический характер и сравнительно большая длительность воздействия. Отличие амплитуд по результатам квазистатического моделирования составляет от 20 до 40 %, а по результатам электродинамического – от 40 до 70 %.

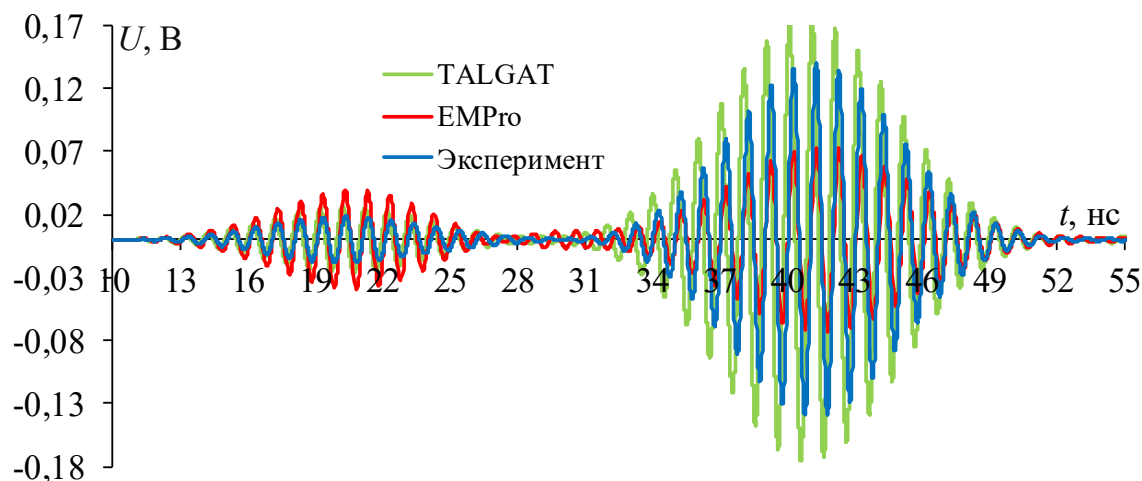


Рисунок 3.34 – Формы напряжения на выходе витка при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

В таблице 3.16 приведены рассчитанные N -нормы. Существенного снижения норм N_1 и N_2 не наблюдается, поскольку воздействие из-за большой длительности не раскладывается на составляющие. Поэтому на их уменьшение оказывают влияние только потери из-за распространения по витку высокочастотной составляющей воздействия.

Таблица 3.16 – N -нормы при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

N -норма	N_1	$N_2 \cdot 10^{-9}$	$N_3 \cdot 10^{11}$	$N_4 \cdot 10^9$	$N_5 \cdot 10^5$
Входное воздействие	0,5	4,28	15,8	2,81	2,79
Аналитический метод (исх.)	0,303	1,87	9,79	2,03	1,79
Квазистатический метод	0,166	1,03	5,37	1,26	0,99
Электродинамический метод	0,073	0,52	2,34	0,70	0,49
Измерения	0,14	0,88	4,48	0,93	0,81

Значительно снижается норма N_3 (в 3 раза даже по результатам аналитического вычисления), что уменьшает вероятность

пробоя диэлектрика. Аналогичные результаты наблюдаются для нормы N_4 , однако снижение менее выражено. Согласно изменению нормы N_5 уменьшается вероятность выгорания компонентов.

Анализ N -норм показывает, что аналитическое вычисление отклика на периодическое воздействие по модели (2.35) позволяет получить самую грубую оценку (с отклонением почти в 2 раза) его характеристик на выходе витка, но быструю, поскольку она не требует численного расчета.

Таким образом, в результате моделирования и измерений доказана возможность применения модели (2.35) для предварительного анализа распространения разных форм помеховых воздействий в витке МЛ без учета потерь. Выявлено, что сворачивание исходного витка в меандр приводит к возникновению большого количества отражений от концов полувитков со слабой связью, что искажает форму напряжения на выходе витка, ограничивая применимость аналитической модели. Кроме того, использование модели ограничивается влиянием потерь и наличием электромагнитной связи между неосновными полувитками. Между тем сравнение N -норм откликов, полученных разными способами (в том числе на основе модели), показывает, что модель позволяет, хотя и весьма грубо, оценить верхнюю границу изменения характеристик воздействия после прохождения по витку.

3.5 Основные результаты раздела

1. Проанализировано распространение импульсных сигналов в полосковых устройствах на основе диаграмм «координата – время». Сначала это сделано для одиночной линии из двух отрезков в режимах ХХ и КЗ в ее конце. Сравнение диаграмм «координата – время» одиночной линии и временного отклика на импульсное воздействие для каждого из режимов показало полное совпадение амплитуд импульсов в узлах линии. Затем с помощью диаграмм «координата – время» выполнен анализ распространения импульсного сигнала в витке МЛ из двух отрезков для чётной

и нечётной мод. С целью сравнения моделировались формы напряжения в узлах витка МЛ для каждой моды. В результате показано полное совпадение амплитуд и времен прихода импульсов, полученных разными способами.

2. Оценена применимость аналитического вычисления форм напряжения на выходе полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением с помощью моделей (2.14) и (2.35). Рассмотрены три типовые формы воздействия: импульсный сигнал, затухающая синусоида и синусоида с гауссовой модуляцией. Выполнено сравнение выходных форм напряжения, полученных аналитически, а также квазистатическим и электродинамическим подходами без учета влияния потерь в проводниках и диэлектрике. В совокупности результаты анализа подтвердили применимость аналитических моделей для вычисления формы напряжения на выходе МФ и МЛ с асимметричным поперечным сечением, причем точность такого вычисления довольно высока.

3. Разработана методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Для синтеза устройств защиты предлагаются аналитические модели и численные методы анализа во временной области и оптимизации. С целью апробации методики рассмотрены устройства защиты с двумя наборами параметров, обеспечивающих ослабление импульсного сигнала за счёт его разложения на последовательность импульсов с меньшими амплитудами. Сравнение форм напряжения на выходе устройств показало существенное влияние асимметрии поперечного сечения на ослабление амплитуды СШП-воздействия.

4. Выполнено сравнение временных откликов в конце асимметричного МФ, полученных аналитически и численно, а также при измерениях. Сравнение с результатами квазистатического моделирования выявило практически полное совпадение откликов (отклонение в пределах 2 %). Отклонение при сравнении с результатами электродинамического подхода составило не более 8 % и 29 % по амплитудам и задержкам соответственно. Результаты, полученные аналитически и с помощью измерений макета МФ, имели отклонения до 21 % по амплитудам и до 3,9 % по задержкам.

Несмотря на различия совокупность полученных результатов подтвердила возможность применения модели (2.14) на ранних этапах проектирования МФ для предварительной оценки распространения сигнала и его ослабления.

5. Вычислены разными способами временные отклики на выходе МФ на основе модифицированной МПЛ с двумя заземленными на концах проводниками. Сравнены отклики на типовые воздействия: гауссовым импульсом, затухающей синусоидой и синусоидой с гауссовой модуляцией. В результате выявлено хорошее совпадение откликов. Примечательно, что результаты аналитического вычисления довольно близки к результатам измерений (расхождение в пределах 15 %), что объясняется спецификой структуры МФ, его малой длиной, симметрией поперечного сечения, а также незначительным вкладом отражений в искажения сигнала из-за сворачивания МФ в меандр со слабой связью. Вычисленные характеристики воздействия с помощью N -норм также согласуются. Простота и небольшие вычислительные затраты говорят о применимости модели (2.30) для определения временного отклика с приемлемой точностью.

6. Выполнено вычисление временного отклика на выходе витка МЛ на основе МПЛ с асимметричным поперечным сечением при разных типовых формах помеховых воздействий. В результате сравнения форм напряжения доказана применимость модели (2.35) для предварительного анализа распространения помеховых воздействий в витке МЛ без учета потерь. Выявлено, что сворачивание исходного витка МЛ в меандр со слабой связью приводит к возникновению большого количества отражений от концов каждого полувитка, которые искажают форму выходного напряжения и ограничивают применение модели (2.35). Также ограничением являются существенные потери и наличие электромагнитной связи между неосновными полувитками. Между тем сравнение N -норм, вычисленных разными способами, показывает, что разработанная модель позволяет, хотя и весьма грубо, но быстро оценить верхнюю границу изменения характеристик воздействия после прохождения по витку.

Заключение

Монография посвящена разработке аналитических моделей временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями и демонстрации применения этих моделей для исследования распространения помеховых воздействий. Авторы надеются, что их работа окажется полезной для читателя.

Обоснована актуальность защиты РЭС от ЭМВ, так как преднамеренные электромагнитные помехи выделены в качестве главной угрозы стратегически важным объектам инфраструктуры общества. Рассмотрены современные тенденции развития технологий генерации мощных СШП-воздействий. Представлены общие подходы к защите от ЭМВ и их фильтрации в полосковых устройствах. Среди них выделено создание устройств, основанных на явлении модального разложения сигнала во временной области. Рассмотрены методы анализа полосковых устройств и модели временного отклика связанных линий передачи, среди которых предпочтение отдано вычислению перекрестных помех в многопроводных линиях передачи посредством модального анализа сигнала во временной области. В результате показано, что в некоторых частных случаях могут существовать аналитические решения, позволяющие выполнять анализ и даже оптимизацию полосковых устройств без вычисления временного отклика как такового.

Представлен комплекс аналитических моделей для анализа полосковых устройств с модальными явлениями. Разработаны модели временного отклика на концах двух- и трехпроводного МФ, а также на входе и выходе витка МЛ из одного отрезка с асимметричным поперечным сечением и двух отрезков с симметричным поперечным сечением. Все разработанные модели универсальны, поскольку позволяют вычислять отклик в узлах схемы устройства с произвольными окончаниями на произвольное воздействие. Их ограничением является возможность учёта лишь одиночного прохода воздействия от начала к концу МФ и обратно. На основе этих моделей получены модели нормированной амплитуды составляющих выходного сигнала, используя которые, можно оценить

ослабление воздействия из-за разложения на составляющие без вычисления отклика. Наконец, для общего и ряда частных случаев выбора окончаний пассивного проводника двухпроводного МФ определены условия равенства амплитуд составляющих на выходе его активного проводника. Условие равенства амплитуд получено также для частного случая трехпроводного МФ на основе МПЛ с парой заземленных на концах пассивных проводников. Для витка МЛ условия равенства амплитуд импульсов на его выходе предложены лишь в общем виде. Выполнена верификация всех разработанных моделей и условий равенства амплитуд. Показана возможность выравнивания импульсов разложения на выходе витка МЛ для заданного набора параметров его поперечного сечения.

Представлены результаты комплексных исследований распространения помеховых воздействий разной формы в полосковых устройствах с модальным разложением. Проведен анализ распространения импульсных сигналов в полосковых устройствах на основе диаграмм «координата – время». Показана применимость моделей временного отклика для вычисления форм напряжения на выходе полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением. Предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных СШП-воздействий на основе асимметричного витка МЛ. Она базируется на применении для синтеза устройств защиты аналитических моделей и численных методов анализа во временной области и оптимизации. В результате апробации методики предложены конфигурации устройств защиты на основе двух наборов параметров, обеспечивающих ослабление импульсного сигнала за счёт его разложения на последовательность импульсов с меньшими амплитудами. Чтобы доказать применимость моделей для вычисления временного отклика, представлен комплекс результатов экспериментальных исследований. Объектами эксперимента являлись асимметричный МФ с лицевой связью, трехпроводный МФ на основе модифицированной МПЛ с парой заземленных проводников, асимметричный виток МЛ с боковой связью. Сравнение форм напряжения на выходе каждого из устройств, полученных разными методами, показало их согласованность. Необходимо отметить, что несмотря на выяв-

ленные различия полученных форм выходного напряжения аналитическое вычисление отклика позволяет предварительно оценить верхнюю границу ослабления воздействия в полосковом устройстве защиты. Совокупность полученных результатов подтверждает применимость разработанных аналитических моделей на ранних этапах проектирования полосковых устройств.

Список сокращений

ВАЦ – векторный анализатор цепей
ВЧ – высокочастотный
КЗ – короткое замыкание
МКК – многослойный керамический конденсатор
МЛ – меандровая линия
МоМ – метод моментов
МПЛ – микрополосковая линия
МПЛП – многопроводная линия передачи
МФ – модальный фильтр
ОПЛ – обратное преобразование Лапласа
ПД ЭМВ – преднамеренные электромагнитные воздействия
РЭС – радиоэлектронные средства
СКИ – сверхкороткий импульс
СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений
СШП – сверхширокополосный
ТЭК – топливно-энергетический комплекс
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ХХ – холостой ход
ЭМВ – электромагнитное воздействие
ЕМИ-фильтры – фильтры электромагнитных помех
FDTD – метод конечных разностей
FEM – метод конечных элементов

Литература

1. О порядке регистрации радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств : Постановление Правительства Рос. Федерации от 12.10.2004 № 539 (ред. от 22.12.2018).
2. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. 2006. № 3 (18). С. 36–45.
3. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. 2020. Vol. 9, No 2. P. 37–44.
4. Lavau L.C., Suhrke M., Knott P. Susceptibility of sensors to IEMI // 2021 IEEE Int. joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium. 2021. P. 533–537.
5. Газизов Т.Р. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т.Р. Газизова. Томск: Том. гос. ун-т, 2002. 206 с.
6. Фоминич Э.Н., Владимиров Э.Н. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем // Военный инженер. 2016. № 2. С. 10–17.
7. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of American Electro-Magnetics Conference, Albuquerque. 1996. P. 121–127.
8. Gardner R.L. Electromagnetic terrorism. A real danger // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symposium on EMC. Wroclaw, Poland, 1998. P. 10–14.
9. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау [и др.] // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. 2014. № 2 (6). С. 74–76.
10. ГОСТ Р 56103-2014. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. М.: Стандартинформ, 2018. 20 с.

11. MIL-STD-461F-2007. Department of Defense Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 2008.

12. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов [и др.] // Технологии электромагнитной совместимости. 2018. № 2(65). С. 22–34.

13. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях: моногр. Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, 2012. 254 с.

14. Егоров А.Б., Сотников А.М., Рыбалко И.Ф. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства // Сб. науч. тр. Донецкого института железнодорожного транспорта. 2012. № 29. С. 49–54.

15. Анализ технологий генерации мощного импульсного радиочастотного излучения и перспективы их развития / И.Н. Белоконь [и др.] // Технологии ЭМС. 2010. №1. С. 49–57.

16. Кечиев Л.Н., Балюк Н.В., Степанов П.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты. М.: Группа ИДТ, 2008. 478 с.

17. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. М.: Группа ИДТ, 2007. 616 с.

18. Response of telecom protection to three IEC waveforms / M.A. Messier [et al.] // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland, 2003. P. 127–132.

19. Tzong L.W., Chih Y.H. A novel dual-function circuit combining high-speed differential equalizer and common-mode filter with an additional zero // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2014. Vol. 24, No 9. P. 617–619.

20. Techniques for improving the high-frequency performance of the planar CM EMI Filter / B.-J. Hu [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2013. Vol. 55, No 5. P. 901–908.

21. A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter / C. Cuellar [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 28, No 3. P. 1157–1166.

22. Xu C., Wang S. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor-capacitor unit // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 28, No 3. P. 1167–1176.

23. Passive and active hybrid integrated EMI filters / M.L. Heldwein [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. 2009. Vol. 25, No 5. P. 1340–1349.

24. 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters / T. Friedli [et al.] // IEEE Transaction on Power Electronics. 2014. Vol. 29, No 1. P. 135–149.

25. Xu C., Wang S. Extraction of magnetic parameters for elements of a planar EMI filter // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2013. Vol. 56, No 2. P. 360–366.

26. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 218 с.

27. SMD/BLOCK Type EMI suppression filters EMIFIL. URL: <https://www.murata.com/products/emc/emifil>, free (дата обращения: 21.11.2022).

28. Symmetrical feedthrough : пат. US6324047B1 США, МПК 361/302, № 13/029,206 / Hayworth W. ; заявл. 06.06.2000 ; выдан 27.11.01.

29. Capacitor and method for manufacturing the same : пат. US8508912B2 США, МПК 361/306.3, № 13/029,206 / Yamamoto S. (JP), Hosokawa T. (JP) ; заявл. 17.02.11 ; выдан 25.08.11.

30. Predicting parasitics and inductive coupling in EMI-filters / S.P. Weber [et al.] // 21st IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2006. Vol. 1. P. 1157–1160.

31. Effects of parasitic parameters on EMI filter performance / S. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. 2004. Vol. 19, No 3. P. 869–877.

32. Folded feedthrough multilayer ceramic capacitor EMI filter / X.C. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. June 2017. Vol. 59, No 3. P. 996–999.

33. Chen L.J., Lin K.H. Implementation of a compact EMI filter array for 4G-LTE applications on LTCC // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. 2015. Vol. 5, No 6. P. 713–722.

34. Krzikalla R., Weber T., ter Haseborg J.L. Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Istanbul, Turkey. 2003. P. 1313–1316.

35. Systematic description of the protection capability of protection elements / R. Krzikalla [et al.] // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC, Honolulu. HI. USA. 2007. P. 1–4.

36. Cui Q., Dong S., Han Y. Investigation of waffle structure SCR for ESD protection // Proc. of IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), Bangkok. Thailand. 2012. P. 3–5.

37. Jones E.M.T., Bolljahn J.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1956. Vol. 4. P. 75–81.

38. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1958. Vol. 4. P. 232–237.

39. Богданов А.М. Сверхширокополосные микроволновые устройства / под ред. А.П. Креницкого, В.П. Мещанова. М.: Радио и связь, 2001. 552 с.

40. Сержантов А.М., Беляев Б.А. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий // Материалы 10-й междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2000. С. 369–370.

41. Вершинин И.М., Воробьев П.А. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1980. № 3(23). С. 103–105.

42. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) : пат. 2138887 Рос. Федерация. № 97119298/09/ Осипенков В.М., Веснин С.Г. ; заявл. 11.11.97 ; опубл. 1999.

43. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр : пат. 2174737 Рос. Федерация / Хрусталеv В.А., Востряков Ю.В., Разинкин В.П., Рубанович М.А. № 2000100670/09 ; заявл. 10.01.2000 ; опубл. 2001.

44. Тиличенко М.П., Тиличенко В.М. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа // Вестн. Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. 2001. № 2(5). С. 20–27.

45. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Владимиров Д.Е. Неотражающие фильтры-четырёхполюсники (фильтры поглощающего типа) // Материалы всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления», Томск, ТУСУР. 2002. С. 112–114.

46. Малютин Н.Д., Владимиров Д.Е. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ и СВЧ аппаратуры // Тр. Второй Всерос. науч.-техн. конф. по проблемам создания перспективной авионики, Томск, ТУСУР. 2003. С. 239–241.

47. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. № 4. С. 40–44.

48. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 151 с.

49. Belousov A.O., Gazizov T.R. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filter // Complexity. 2018. No 2018. P. 1–15.

50. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev [et al.] // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. 2017. Vol. 59, No 6. P. 1864–1871.

51. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением / А.Г. Лощилов [и др.] // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 1. С. 7–16.

52. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех / В.П. Костелецкий // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25, № 1. С. 37–47.

53. Модальный фильтр : пат. 79355 Рос. Федерация на полезную модель. № №2008127527/22(033781) / Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. ; заявл. 07.07.08 ; опубл. 27.12.08, Бюл. № 36.

54. Использование плоского силового кабеля как защитного устройства от сверхкоротких импульсов / И.Е. Самотин [и др.] // Доклады ТУСУР. 2010. № 1(21), ч. 2. С. 74–79.

55. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov [et al.] // Proc. of 31-st Int. Conf. on Lightning Protection, Vienna, Austria. 2012. P. 1–4.

56. Заболоцкий А.М., Долганов Е.С., Газизов Т.Р. Использование гибкого печатного кабеля для защиты бортовой аппаратуры космических аппаратов от высокочастотных кондуктивных помех // Авиакосмическое приборостроение. 2012. № 7. С. 18–27.

57. Заболоцкий А.М., Долганов Е.С., Газизов Т.Р. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда // Известия вузов. Физика. 2012. Т. 55, № 3. С. 39–43.

58. Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов // Доклады ТУСУР. 2015. № 3(37). С. 36–41.

59. Белоусов А.О., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в многопро-

водной микрополосковой линии // Доклады ТУСУР. 2016. № 3(19). С. 51–54.

60. Zabolotsky A.M., Gazizov A.T. New approach to the power network protection against ultrawide band // 2014 Int. Conf. on Energ., Envir. and Mat. Sc., State Politechnical University, Saint Petersburg, Russia. 2014. P. 104–107.

61. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizova O.A. Printed structures for protection against UWB pulses // 16-th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electr. Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai. 2015. P. 120–122.

62. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. 2015. № 2(36). С. 41–44.

63. Zhang Q., Bandler J.W., Caloz C. Design of dispersive delay structures (DDSS) formed by coupled C-sections using predistortion with space mapping // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 18, No 4. P. 4040–4051.

64. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев [и др.] // Доклады ТУСУР. 2014. № 4(34). С. 34–38.

65. Линия задержки, неискажающая импульс : пат. 2556438 Рос. Федерация, МПК Н 03 Н 7/30. № 2013159347/08(092269) / Суровцев Р.С., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.; заявл. 30.12.13 ; опубл. 16.06.15, Бюл. № 19.

66. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях // Инфокоммуникационные технологии. 2006. Т. 4, № 3. С. 34–38.

67. Surovtsev R.S., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Pulse Decomposition in the turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation. 2015. P. 1–6.

68. Линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов : пат. на изобретение 2597940 Рос. Федерация.

№ 2015120797/28 / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П. ; заявл. 01.06.15 ; опубл. 25.08.16.

69. Меандровая микрополосковая линия задержки, защищающая от сверхкоротких импульсов : пат. на изобретение 2607252 Рос. Федерация. №2015129255/(045208) / Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Носов А.В., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П. ; заявл. 16.07.15 ; опубл. 10.01.17.

70. Носов А.В., Суровцев Р.С. Оценка влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке воздушной меандровой линии // Материалы докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск, 2015. С. 47–52.

71. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Gazizov T.T. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol. 2016. P. 151–154.

72. Comparison of time responses of a meander line turn to ultrashort pulse excitation / R.S. Surovtsev [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2022. Vol. 64, No 4. P. 1265–1269.

73. Electrodynamic analysis of the meander delay line with two turns / S.K. Karri [et al.] // Electronic Devices and Control Systems: International Scientific-Practical Conference. Tomsk. 2019. No 1-2. P. 232–235.

74. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. М.: Физматлит, 2013. 430 с.

75. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей. Томск: Том. гос. ун-т, 2007. 208 с.

76. Куксенко С.П. Методы оптимального проектирования линейных антенн и полосковых структур с учетом электромагнитной совместимости : дис. ... д-ра техн. наук. Томск, 2019. 436 с.

77. Автоматизация проектирования радиоэлектронных средств: учеб. пособие / О.В. Алексеев [и др.] ; под ред. О.В. Алексеева. М.: Высшая школа, 2000. 479 с.

78. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1977. 735 с.
79. Йоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. Л.: Энергоиздат, 1981. 288 с.
80. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
81. Аполлонский С.М. Дифференциальные уравнения математической физики в электротехнике. СПб.: Питер, 2012. 352 с.
82. Гизатулин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри здания при широкополосных электромагнитных воздействиях : дис. ... д-ра техн. наук. Казань, 2016. 382 с.
83. Связанные полосковые линии и устройства на их основе: учеб. пособие / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 244 с.
84. Стручков С.М. Методика конформных отображений для моделирования полосковых линий передачи и проектирование устройств на их основе : дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2016. 148 с.
85. Nie B.-L., Du P.-A., Xiao P. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2018. Vol. 60, No 5. P. 1376–1383.
86. Swanson D.G., Hofer W.J. Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation. Norwood: Artech House Publishers, 2003. 474 p.
87. Ruehli A.E., Miersch E. Electromagnetic compatibility modeling techniques: past, present and future // 19th International Zurich symposium on electromagnetic compatibility. 2008. P. 1–4.
88. Jackson J.D. Classical electrodynamics. NY: John Wiley & Sons, 1962. 641 p.
89. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // Тр. Института инженеров по электронике и радиотехнике. 1967. № 2. С. 5–19.
90. Никольский В.В., Орлов В.П., Феоктистов В.Г. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В. Никольского. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

91. Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1966. Vol. 14, No 3. P. 302–307.

92. Courant R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations // Bulletin of american mathematical society. 1943. Vol. 49, No 1. P. 1–23.

93. Леонтьев Н.А. Анализ временного отклика в межсоединениях быстродействующих радиоэлектронных схем : дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2000.

94. Сердюк Е.А., Суровцев Р.С. Выражения для аналитической оценки формы и амплитуды импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки // Материалы докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 2018. С. 312–315.

95. Суровцев Р.С. Аналитические условия для выравнивания и уменьшения амплитуд составляющих временного отклика в витке меандровой линии // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 1. С. 84–90.

96. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Philosophical Magazine. 1937. Vol. 24, No 159. P. 97–113.

97. Schelkunoff S.A. Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations // Bell System Technical. 1955. Vol. 34. P. 995–1043.

98. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. 1967. P. 241–276.

99. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1973. Vol. MTT-21, No 7. P. 450–457.

100. Chen Z., Becker W.D., Katopis G. A fast simulation method for single and coupled lossy lines with frequency dependent parameters based on triangle impulse responses // IEEE 8th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. 1999. P. 257–260.

101. Tingdong Z., Dvorak S.L., Prince J.L. Closed-form representations for triangle impulse responses associated with single and cou-

pled lossy transmission lines // 2001 Proceedings. 51st Electronic Components and Technology Conference. 2001. P. 1–8.

102. Tingdong Z., Dvorak S.L., Prince J.L. Lossy transmission line simulation based on closed-form triangle impulse responses // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. 2003. Vol. 22, Iss. 6. P. 748–755.

103. Paul C.R. On uniform multimode transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1973. P. 556–558.

104. Paul C.R. Literal solutions for time-domain crosstalk on lossless transmission lines // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1992. Vol. 34, Iss. 4. P. 433–444.

105. Paul C.R. Solution of the transmission-line equations under the weak-coupling assumption // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2002. Vol. 44. P. 413–423.

106. Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F. Time-domain response of multiconductor transmission lines // IEEE Proceedings. 1987. Vol. 75, No 6. P. 743–764.

107. Farr E.G., Chan C.H., Mittra R. A Frequency-depended coupled mode analysis of multiconductor microstrip lines with application to VLSI interconnection problems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1986. Vol. MTT-34, No 2. P. 307–310.

108. Wang R., Wing O. A circuit model of a system of VLSI interconnects for time response computation // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1991. Vol. MTT-39. P. 688–693.

109. Carin L., Webb K.J. Isolation effects in single- and dual plane VLSI interconnects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1990. Vol. MTT-38, No 4. P. 396–404.

110. Frankel S. Multiconductor transmission line analysis. Artech House, 1977. 406 c.

111. Lindell I.V. On the quasi-TEM modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1981. Vol. MTT-29, No 8. P. 812–817.

112. Lindell I.V., Qizheng G. In inhomogeneous theory of time-domain quasi-TEM modes multiconductor lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. Vol. MTT-35. P. 893–897.

113. Xiao F., Liu W., Kami Y. Analysis of crosstalk between finitlength microstrip lines: FDTD approach and circuit-concept modeling // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2001. Vol. 43. P. 573–578.

114. Xiao F., Murano K., Kami Y. Analytical solution of the electromagnetic radiation from coupled differential microstrip pairs // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2009. P. 708–711.

115. Xiao F., Murano K., Kami Y. Analytical solution for two parallel traces on PCB in the time domain with application to hairpin delay lines // IEICE Transactions on Communications. 2009. P. 1953–1959.

116. You H., Soma M. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages // IEEE Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference. 1990. P. 11.2.1–11.2.5.

117. You H., Soma M. Analysis and simulation of multiconductor transmission lines for high-speed interconnect and package design // IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology. 1990. Vol. 13, Iss. 4. P. 839–846.

118. You H., Soma M. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits // IEEE Transactions On Circuits And Systems. 1990. Vol. 37. P. 1019–1026.

119. Park S.W., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for cross-talk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain // IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52. P. 436–446.

120. Захар-Иткин М.Х. Теорема взаимности и матричные телеграфные уравнения для многопроводных линий передачи // Радиотехника и электроника. 1974. № 11. С. 2338–2348.

121. Гипсман А.И. Красноперкин В.М., Силин Р.А. Расчёт многополосковых линий и устройств // Антенны / под ред. А.А. Пистолькорса. М.: Радио и связь, 1986. С. 52–68.

122. Кравченко С.И., Бахарев С.И. Расчёт матрицы рассеяния многопроводных полосковых линий и устройств на их основе //

Вопросы радиоэлектроники. Сер.: Общетеchnическая. 1978. Вып. 8. С. 45–53.

123. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. 164 с.

124. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. 256 с.

125. Чурин Ю.А. Переходные процессы в линиях связи быстродействующих ЭВМ. М.: Советское радио, 1975. 207 с.

126. Иванов Л.В. Перекрёстные наводки в системе двух линий // Вопросы радиоэлектроники. Сер.: Электронная вычислительная техника. 1971. Вып. 5. С. 3–20.

127. Брук Б.И. Перекрёстные наводки в сигнальных цепях ЭЦВМ. М: ИТМ и ВТ, 1973. 59 с.

128. Вашакидзе Ю.Н. Машинный анализ межсоединений интегральных и гибридных схем сверхбыстродействующей логики с учётом их взаимного влияния / Ю.Н. Вашакидзе // Управляющие системы и машины. 1977. № 6(32). С. 112–115.

129. Tripathi V.K., J.B. Retting A SPICE model for multiple coupled microstrip and other transmission lines // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1985. Vol. MTT-33, No 12. P. 1513–1518.

130. Paul C.R. A simple SPICE model for coupled transmission lines // Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility. Seattle, WA, 1988. P. 327–333.

131. Chang E.C., Kang S. Computationally efficient simulation of a lossy transmission line with skin effect by using numerical inversion of Laplace transform // IEEE Trans. Circuit Syst. 1992. Vol. 39, No 11. P. 861–868.

132. Bau C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. 1979. Vol.63. P. 1–42.

133. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications. Cambridge MA: Harvard University Press, 2004. P. 212.

134. Modal filters based on a microstrip line with overhead conductors grounded at both ends / I.Y. Sagiyeve [et al.] // 22nd Int. con-

ference of young professionals in electron devices and materials, Altai (Russia), 2021. 2021. P. 176–179.

135. Hall S.H., Heck H.L. Advanced signal integrity for high-speed digital designs. Wiley IEEE Press, 2009. 680 p.

136. Sagiyeva I.Y, Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. Analytical models for the time response of a modal filter having a symmetrical pair of passive conductors with grounded ends // 2022 IEEE Int. multi-conf. on engineering, computer and information sciences (SIBIRCON), Novosibirsk, 11–13th November, 2022. P. 1080–1084.

137. Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С. Аналитические модели для вычисления временного отклика витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением // Материалы докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск, 2020. Ч. 1. С. 286–289.

138. Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. Analytical models for calculating the time response in a turn of a meander line of two segments // 23th Int. Conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, June 29 – July 3, 2022. 2022. P. 129–134.

139. Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. Equalizing signal components amplitudes at the output of a modified microstrip line // 2023 Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBEREIT), Yekaterinburg, May 15–17, 2023. P. 1–4.

140. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 2019. No 012110. P. 1–7.

141. Bogatin E. Signal integrity-simplified. NJ: Pearson Education, 2004. 521 p.

142. Кенжегулова З.М., Рыжова М.В. Анализ коэффициентов отражения мод при согласовании по выходу связанной линии с помощью П- и Т-образных схем // Междунар. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР», Томск, 22–24 мая 2019. Ч. 2. С. 17–20.

143. Кенжегулова З.М., Черникова Е.Б. Аналитические выражения для вычисления временного отклика двух последовательно

соединенных отрезков связанных линий при согласовании по выходу // VI всерос. науч.-практ. конф. «Информационные технологии и когнитивная электросвязь», Екатеринбург, 23 апреля 2020. С. 1–5.

144. Grebennikov A. RF and microwave power amplifier design. NY: McGraw-Hill Education, 2005. 18 p.

145. Микола П.В., Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С. Анализ распространения импульсного сигнала в одиночной линии передачи из двух отрезков на основе диаграммы координата-время // XVII междунар. науч.-техн. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск. 2021. С. 37–40.

146. Mikola P.V., Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. Analysis of the pulse signal propagation in a turn of a meander line of two segments based on lattice diagrams // Journal of Physics: Conference Series [Electronic resources]. 2022. Vol. 2291. P. 1–7.

147. Kenzhegulova Z.M., Surovtsev R.S. Propagation of interferences in asymmetric strip structures with modal decomposition // 24th International conference of young professionals in electron devices and materials, Altai (Russia). 2023. Accepted.

148. MIL-STD-461F-2007. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment.

149. IEC 61000-2-13-2013. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 2-13: Environment – high-power electromagnetic (HPEM) environments – radiated and conducted.

150. PathWave EM Design (EMPro). URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software> (дата обращения: 05.01.2023).

151. Карри С., Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С. Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 1. С. 90–109.

152. Comparison of time responses of a meander line turn to ultra-short pulse excitation / R.S. Surovtsev [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2022. Vol. 64, No 4. P. 1265–1269.

153. Кенжегулова З.М. Обзор аналитических моделей для вычисления временного отклика в полосковых устройствах защиты // Междунар. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР – 2021», Томск, 19–21 мая 2021. Ч. 2. С. 61–64.

154. Технологические возможности изготовления печатных плат. Электроконнект. URL: <https://pselectro.ru/tehnologiceskie-vozmoznosti-izgotovleniya-печатnyh-plat-77980> (дата обращения: 23.01.2023).

155. PathWave Advanced Design System (ADS). URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software> (дата обращения: 03.01.2023).

156. Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С., Хажибеков Р.Р. Сравнение временных откликов асимметричного модального фильтра, полученных разными подходами // Доклады ТУСУР. 2022. № 2 (25). С. 53–58.

157. Developing a modal filter prototype to protect spacecraft busbar against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov [et al.] // Journal of physics: conference series. 2019. No 560. P. 1–6.

158. Gazizov A., Zabolotsky A. UWB pulse decomposition in asymmetrical modal filter with different boundary conditions // 2015 Int. Sib. Conf. Control Commun., Omsk (Russia), May 21–23, 2015.

159. Modal filter based on a microstrip line with two side conductors grounded at both ends / I.Y. Sagiyeva [et al.] // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2023. Accepted.

160. IEC 61000-1-5-2004. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 1-5: general – high power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems reference.

161. Svensson C., Dermer G.H. Time domain modeling of lossy interconnects // IEEE Transactions on Advanced Packaging, May 2001. Vol. 24, No 2. P. 191–196.

162. Demakov A.V., Komnatnov M.E. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC // Proc. 16th Int. Conf. Young Specialists Micro/Nanotechnol. Electron. Devices. 2020. P. 154–158.

Оглавление

Введение	3
1 АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ: ОБЗОР	5
1.1 Актуальность исследования	5
1.2 Защита радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий	7
1.2.1 Фильтры электромагнитных помех и полосковые устройства	7
1.2.2 Устройства на основе модального разложения сигнала	9
1.3 Анализ полосковых устройств	15
1.3.1 Общие подходы к анализу распространения электрических сигналов	15
1.3.2 Модели временного отклика связанных линий передачи	17
1.3.3 Вычисление перекрестных помех в многопроводных линиях передачи на основе модального анализа сигнала во временной области	21
1.3.4 Метод оценки сверхширокополосных помех на выходе устройств защиты	25
1.4 Постановка цели и задач исследования	26
2 РАЗРАБОТКА И ВЕРИФИКАЦИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ	29
2.1 Разработка аналитических моделей временного отклика	29
2.1.1 Двухпроводный модальный фильтр	29
2.1.2 Трехпроводный модальный фильтр	33
2.1.3 Виток меандровой линии из одного отрезка	38
2.1.4 Виток меандровой линии из двух отрезков с симметричным поперечным сечением	40
2.2 Условия равенства амплитуд компонентов отклика на выходе полосковых устройств	44
2.2.1 Двухпроводный модальный фильтр	44
2.2.2 Трехпроводный модальный фильтр	52
2.2.3 Виток меандровой линии	56
2.3 Верификация моделей вычисления временного отклика	59
2.3.1 Двухпроводный модальный фильтр	59
2.3.2 Трехпроводный модальный фильтр	68

2.3.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением.....	71
2.3.4 Виток меандровой линии из двух отрезков	73
2.4 Валидация условий равенства амплитуд импульсов разложения	75
2.4.1 Двухпроводный модальный фильтр	75
2.4.2 Трехпроводный модальный фильтр	79
2.4.3 Виток меандровой линии	81
2.5 Основные результаты раздела	82
3 ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ	
3.1 Анализ распространения импульсного помехового сигнала в полосковых устройствах на основе диаграммы «координата – время»	85
3.1.1 Одиноканальная микрополосковая линия передачи из двух отрезков	85
3.1.2 Виток меандровой линии из двух отрезков	90
3.2 Распространение помеховых воздействий в асимметричных полосковых устройствах с модальным разложением	96
3.2.1 Исходные данные	96
3.2.2 Асимметричный модальный фильтр	99
3.2.3 Асимметричный виток меандровой линии	102
3.3 Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением.....	105
3.4 Экспериментальные исследования макетов полосковых устройств с модальным разложением.....	115
3.4.1 Асимметричный модальный фильтр с лицевой связью.....	115
3.4.2 Модальный фильтр на основе модифицированной микрополосковой линии с двумя пассивными заземленными проводниками	120
3.4.3 Виток меандровой линии с асимметричным поперечным сечением.....	129
3.5 Основные результаты раздела	138
Заключение	141
Список сокращений.....	144
Литература	145

Научное издание

Суровцев Роман Сергеевич
Кенжегулова Зарина Муратбековна

**АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА
ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМИ ЯВЛЕНИЯМИ**

Монография

Подписано в печать 07.06.23. Формат 60х84/16.

Усл. печ. л. 9,53. Тираж 100 экз. Заказ № 149.

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.