Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Р. С. Суровцев, А. В. Носов

Модальное разложение в меандровых линиях и устройствах на их основе

Томск Издательство ТУСУРа 2022

Рецензент Дмитренко А. Г., д-р физ.-мат. наук

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 Модальное разложение в меандровых линиях и устройствах на их основе: моногр. / Р. С. Суровцев, А. В. Носов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 184 с. ISBN 978-5-86889-814-3

Систематизированы результаты исследований модального разложения импульсных сигналов в меандровых линиях, показаны возможности защиты радиоэлектронных средств от сверхкоротких импульсов за счёт свойств меандровых линий и построения устройств защиты на их основе. Приведены результаты комплекса теоретических и экспериментальных исследований структур витка меандровой линии с различными типами связи, диэлектрическим заполнением и количеством каскадов. Предложены новые полосковые устройства защиты на основе витка меандровой линии.

Для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, студентов и аспирантов радиотехнических специальностей.

УДК 621.391.24.018.756 ББК 32.841

ISBN 978-5-86889-814-3

© Суровцев Р.С., Носов А.В., 2022 © Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2022

Введение

С развитием и широким распространением радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения все острее становится задача обеспечения их электромагнитной совместимости (ЭМС). Одним из направлений в обеспечении ЭМС является повышение помехоустойчивости РЭС. Это связано с ростом производительности современных РЭС, достигаемым путём увеличения верхних граничных частот используемых сигналов, что в совокупности с уменьшением уровней сигналов и миниатюризацией устройств ведет к росту их чувствительности к электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Причины возникновения ЭМВ могут быть как внутрисистемными (сбои в работе из-за перенапряжений), так и внешними (естественными, например электростатический разряд (ЭСР), или преднамеренными). Наибольшую опасность представляет возможность применения генераторов мощных сверхширокополосных воздействий злоумышленниками (случаи такого воздействия уже неоднократно регистрировались в разных странах). Таким образом, существует проблема преднамеренных электромагнитных воздействий (ПД ЭМВ), первое открытое обсуждение которой состоялось в 1996 г. после доклада В.М. Лоборева на пленарном заседании конференции AMEREM. Сегодня проблема ПД ЭМВ рассматривается как угроза объектам стратегической инфраструктуры общества.

Типовыми формами воздействий, которые используются для тестирования работы РЭС на помехоустойчивость, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов. Особое внимание следует уделить мощным импульсным воздействиям наносекундного и субнаносекундного диапазонов. Результатом развития технологий генерации сверхкоротких импульсов (СКИ) являются электромагнитные системы высокой мощности, которые способны создавать и посылать на объект направленные импульсы и практически мгновенно выводить из строя РЭС, контролирующие его работу. Широкий спектр СКИ способствует проникновению значительной части их частотных компонентов внутрь РЭС несмотря на наличие средств защиты. Специфика воздействия СКИ заключается в том, что наводки от него, распространяясь по проводникам, могут восприниматься в качестве полезных сигналов, нарушая цифровой обмен, а при высокой амплитуде способствуют электрическому пробою, который ведет к выходу из строя компонентов и всего устройства. Значительный вклад в исследование вопросов ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к ЭМВ, разработку подходов к защите от ЭМВ внесли В.Ю. Кириллов, Л.Н. Кечиев, С.Ф. Чермошенцев, Р.М. Гизатуллин, А.М. Бобрешов, Н.В. Балюк, Б.Б. Акбашев и многие другие.

Для защиты РЭС от ЭМВ применяют различные схемотехнические (фильтры, ограничители помех, газоразрядные устройства и т.д.) и конструктивные (экраны, схемы заземления и т.д.) решения. Однако они обладают недостатками, снижающими эффективность защиты. Конденсаторы в составе *RLC*-фильтров подвержены электрическому пробою, а напряжения срабатывания газоразрядных устройств часто выше заявленного уровня. Сравнительно новыми для защиты от СКИ являются модальные фильтры (МФ), основанные на модальном разложении сигнала на составляющие из-за различия скоростей их распространения. Вклад в их исследование внесли Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и другие.

В паре связанных линий, закороченных на конце (виток меандровой линии (МЛ)), импульсное воздействие также подвергается модальному разложению. Эти структуры по сравнению с МФ обладают рядом преимуществ, среди которых большее число импульсов разложения, удвоенный путь распространения сигнала и отсутствие резисторов.

Основная цель данной монографии – познакомить читателя с результатами многолетней работы её авторов по исследованию модального разложения импульсных сигналов, возможности защиты РЭС от СКИ за счёт свойств МЛ и построения устройств защиты на их основе.

Авторы благодарны коллективу научно-исследовательской лаборатории «Фундаментальные исследования по электромагнитной совместимости», в составе которого были получены результаты представленных исследований, а также выражают признательность за мудрое руководство Т.Р. Газизову и за достойный пример А.М. Заболоцкому и С.П. Куксенко.

1 МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий

В настоящее время радиоэлектронные средства проникли практически во все сферы деятельности общества. Поэтому от их бесперебойного и эффективного функционирования зависят процветание и безопасность человечества. Важным этапом при проектировании РЭС является обеспечение требований электромагнитной совместимости – способности технических средств удовлетворительно функционировать и не мешать работе других в заданной электромагнитной обстановке [1]. Стремление к увеличению быстродействия РЭС за счет повышения верхних граничных частот спектра используемых сигналов, а также снижение питающих напряжений и уменьшение габаритов устройств ведут к росту их чувствительности к электромагнитным воздействиям. Причинами возникновения ЭМВ могут быть естественные процессы (электростатический разряд, вторичные проявления разряда молнии) и преднамеренные действия человека (передвижные генераторы сверхширокополосных импульсов, средства радиоэлектронной борьбы, электромагнитное оружие и т.д.) [2]. Особую опасность представляет применение генераторов мощных сверхширокополосных импульсов в террористических целях (случаи такого воздействия уже неоднократно регистрировались в разных странах) [3]. Поэтому можно говорить об угрозе электромагнитного терроризма [4, 5]. Первое открытое обсуждение этой проблемы состоялось на пленарном заседании конференции AMEREM в 1996 г. [6]. Для контроля и предотвращения угроз электромагнитного терроризма на международном уровне в 1997 г. комиссией URSI (International Union of Radio Science) образован подкомитет по электромагнитному терроризму. Первый обзор проблемы преднамеренных ЭМВ представлен на симпозиуме по ЭМС во Вроцлаве в 1998 г. [7]. Сейчас проблема ПД ЭМВ рассматривается как очевидная угроза объектам топливно-энергетического комплекса (ТЭК), защита которых требует новых технических и законодательных решений [3]. Примечательно, что в связи с этим разработана система целевых стандартов Российской Федерации (рисунок 1.1), регламентирующих мероприятия и содержание работ по защите от ПД ЭМВ автоматизированных систем в защищенном исполнении. Создаваемая нормативная база в первую очередь направлена на защиту средств информатизации потенциально опасных и стратегически важных объектов.



Рисунок 1.1 – Система целевых стандартов Российской Федерации по защите от преднамеренных электромагнитных воздействий

Типовыми формами воздействий, которые используются для тестирования работы РЭС на устойчивость к ЭМВ, являются одиночный импульс, затухающая синусоида и пачки радиоимпульсов [8]. Особое внимание следует уделить мощным импульсным воздействиям наносекундного и субнаносекундного диапазонов [9]. Широкий спектр сверхкоротких импульсов способствует беспрепятственному проникновению значительной части их частотных компонентов внутрь РЭС несмотря на наличие средств защиты [10]. Специфика воздействия СКИ состоит в том, что наводки от него могут восприниматься в качестве полезных сигналов и нарушать цифровой обмен, а при высокой амплитуде приводить к ча-

стичной дестабилизации РЭС и даже их отказу. Распространяясь по проводникам, СКИ способствуют электрическому пробою полупроводников и диэлектриков, что приводит к преждевременному выходу из строя электронных компонентов и, как следствие, всего устройства [11]. Это связано с тем, что за время действия энергия СКИ не успевает передаться окружающим элементам, а её высокая плотность способствует дефектообразованию в чувствительных зонах выделения тепла [12]. Технологии генерации СКИ развиваются по трем направлениям: разработка мощных релятивистских электровакуумных приборов, создание твердотельных и газоразрядных сверхширокополосных сверхкороткоимпульсных генераторов, разработка новых и совершенствование существующих нерелятивистских электровакуумных приборов [13]. В результате появляются электромагнитные системы высокой мощности (high-power electromagnetic systems – HPEMS), способные посылать на объект направленные импульсы, что может практически мгновенно вывести из строя РЭС, контролирующие его работу. Такие системы могут быть установлены на наземную технику, морские суда или летательные аппараты, а мощность СКИ на расстоянии от источника до объекта зависит от технологии изготовления HPEMS и конструкции излучателя [14]. Поэтому актуальность защиты РЭС от ЭМВ (в первую очередь от СКИ) только возрастает.

1.2 Традиционные решения для защиты радиоэлектронных средств от электромагнитных воздействий

Для повышения помехоустойчивости РЭС применяют различные подходы [15]. К схемотехническим методам защиты относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничители помех, развязывающие и газоразрядные устройства. К конструктивным средствам относятся различные методы заземления, уменьшения импеданса цепей питания, а также защитные экраны и методы повышения их однородности. Из-за недостатков традиционных средств часто невозможно обеспечить должную защиту РЭС от ЭМВ. Так, конденсаторы в составе *RLC*-фильтров подвержены электрическому пробою [16], а реальные напряжения срабатывания газоразрядных и ограничительных устройств часто оказываются выше заявленного уровня и возрастают при уменьшении фронта воздействия [17]. Однако недостатки традиционных средств защиты можно устранить за счёт применения комплексных решений на основе гибридных фильтров [18].

Фильтры электромагнитных помех (ЕМІ-фильтры) широко используются в электронном оборудовании для подавления высокочастотных синфазных и дифференциальных помех. Примечательна предложенная конструкция фильтра, объединившего в себе фильтр синфазной моды и корректор дифференциальной моды [19]. Известны конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [20–23]. Изучена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [24]. Одно из направлений их проектирования – конденсаторные ЕМІ-фильтры, которые стали актуальны благодаря своим высокочастотным характеристикам, низкой стоимости и простоте [25, 26]. Однако высокочастотные характеристики ограничиваются влиянием паразитных эффектов, поэтому их исследованию посвящено множество работ [27-29]. Выпускаются ЕМІ-фильтры на основе сложенной конструкции проходного многослойного керамического конденсатора (МКК) [30]. Они имеют лучшую заграждающую характеристику по сравнению с широко распространенными двухвыводными МКК, потому что уменьшают эквивалентную последовательную индуктивность встроенного заземляющего электрода. Однако малое количество остаточной индуктивности, вызванной самоиндукцией внутренних электродов, не может быть полностью компенсировано, что ограничивает дальнейшее совершенствование заграждающей характеристики трехвыводного проходного МКК. Технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) позволила широко применять EMI-фильтры в портативных устройствах за счёт их компактной реализации [31].

Для защиты от ЭМВ и фильтрации сигнала в полосе частот могут применяться полосковые устройства особой конфигурации

[32-34]. Для защиты от СКИ предложены линейные фильтры на основе встречно-гребенчатой микрополосковой структуры [32]. По сравнению с традиционными решениями в ряде применений они обладают более высокой эффективностью и низкой стоимостью. Говоря о полосковых устройствах, нельзя не отметить обширную монографию [35], 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. В основе монографии лежат классические работы, посвященные фазовой обработке сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами [36, 37]. Близкие исследования отражены в работах других отечественных авторов [38-40]. Варианты фильтров поглощающего типа рассмотрены в [41-45]. Сравнительно новым решением для защиты от ЭМВ являются устройства, основанные на модальном разложении сигнала в связанных полосковых линиях [46, 47]. Несмотря на то что задача защиты от ЭМВ не нова и для ее решения созданы различные подходы и устройства, не теряет актуальность поиск других путей реализации защиты РЭС и проектирование соответствующих им устройств.

1.3 Теоретические основы модального разложения

Для защиты от СКИ применяются устройства, основанные на явлении модального разложения помехового импульса на импульсы меньшей амплитуды, — модальные фильтры. Основная идея модальной фильтрации заключается в использовании модальных искажений (изменений сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи) для разложения воздействия на составляющие [46–49]. Так, при распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением из N проводников (не считая опорного), он подвергается модальным искажениям вплоть до полного разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия скоростей их распро-

странения в линии. Рассмотрим физический принцип разложения СКИ в полосковых структурах за счёт модальных искажений [46, 47]. Для полного разложения импульса необходимо, чтобы его общая длительность t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек мод в отрезке связанной *N*-проводной линии, т.е. должно выполняться условие

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

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка i(k)-й моды отрезка. Для пары связанных линий (N=2) условие (1.1) сводится к виду

$$t_{\Sigma} < l \big| \tau_2 - \tau_1 \big|, \tag{1.2}$$

где τ_2, τ_1 – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним из проводников и общим проводником подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2) (рисунок 1.2).



При этом амплитуда импульсов 1 и 2 будет вдвое меньше, чем амплитуда импульса в начале отрезка (результаты вычислены при

значениях резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).

Отметим, что амплитуда СКИ в зависимости от связи в линии может быть в 2 и более раза меньше исходной. В структуре с лицевой связью при неоднородном диэлектрическом заполнении возможно ослабление СКИ в 5 раз [50]. Для этого нужно, чтобы сопротивления R на всех концах отрезка были равны среднему геометрическому значению волновых сопротивлений чётной Z_e и нечётной Z_o мод, т.е.

$$R = \sqrt{Z_e Z_o}.$$
 (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 большой диэлектрической проницаемостью и длиной линии, что ограничивает ее использование. 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.

Теоретические и экспериментальные исследования, подтверждающие возможность модальной фильтрации в полосковых структурах и кабелях, обобщены в [47]. Использование модальной фильтрации в гибких печатных кабелях, применяемых в бортовой радиоэлектронной аппаратуре космических аппаратов для обеспечения связи между блоками, описано в [51, 52]. Результаты моделирования МФ на основе многопроводных микрополосковых линий (МПЛ), а также их сравнение с результатами измерений представлены в [53, 54]. Подход к проектированию печатных МФ с лицевой связью описан в [55, 56]. Совершенствование структур с модальной фильтрацией за счёт зеркальной симметрии рассматривается в [57]. В паре связанных линий, закороченных на дальнем конце (виток меандровой линии или С-секция), импульсное воздействие также подвергается разложению из-за модальных искажений. В такой структуре за счёт сильной связи между проводниками существовует перекрестная наводка от фронта сигнала, которая передается на выход витка одновременно с началом распространения основного сигнала по витку. За счёт выбора оптимальной связи это можно использовать для дополнительного ослабления СКИ. Преимуществами таких структур по сравнению с МФ являются вдвое больший путь распространения сигнала и отсутствие резисторов, поскольку в витке нет пассивных проводников. Исследование указанных полосковых структур представляется перспективным с точки зрения разработки новых подходов к защите от СКИ.

1.4 Меандровые линии

Традиционное назначение меандровых линий – задержка сигнала на печатной плате для синхронизации тактируемых импульсов в точках приема, когда невозможно обеспечить равную длину линий передачи, подведенных к этим точкам, из-за сложности или плотности трассировки печатной платы [58]. Основными факторами, влияющими на задержку в МЛ, являются ее длина и конфигурация поперечного сечения, а также относительная диэлектрическая проницаемость материалов [59]. Например, трассы на внешних сторонах платы (микрополосковые линии) по сравнению с трассами на внутренних слоях (полосковыми линиями) имеют более низкую задержку сигнала.

Исследованию МЛ посвящено много работ, где основное внимание уделено искажениям сигнала, в первую очередь вызванным перекрестными связями между проводниками МЛ, которые возрастают по мере сжатия витков и могут вызывать значительный уровень наводок, а следовательно, уменьшение задержки [60– 66]. Это связано с тем, что наводки от фронта и спада импульсного сигнала вносят практически неконтролируемые искажения формы сигнала, изменяя его характеристики. Влияние наводок нарушает целостность сигналов на печатной плате и особенно критично для цифровой электроники из-за роста тактовых частот используемых сигналов [67]. Проведено исследование, где в результате квазистатического моделирования распространения импульсного сигнала в одном и двух витках МЛ с одинаковым поперечным сечением показан рост влияния искажений сигнала (в том числе задержки) из-за наводок [68]. В другом исследовании выявлена линейная зависимость задержки в МЛ от количества витков и показано, что при проектировании многовитковых МЛ достаточно выполнить моделирование линии лишь из нескольких витков для определения значения задержки на один виток и использовать результат для расчёта задержки в МЛ из произвольного числа витков [69]. Опубликованы результаты электродинамического моделирования перекрестных наводок в витке МЛ на основе симметричной полосковой линии и предложены новые конструкции МЛ [70]. В [71] представлена сверхпроводящая линия задержки, которая получена из копланарной линии передачи и имеет меандровую структуру, свернутую в двойную спираль для минимизации занимаемой площади.

Устройства на основе МЛ могут применяться в РЭС для других целей. Например, отмечаются всепропускающие свойства витка МЛ [72]. Кроме того, известно использование свойств меандра для фильтрации сигнала в частотном диапазоне [73], применение С-секций (виток МЛ) для фазовой коррекции [35], а также для амплитудного выравнивания на основе всепропускающей DDS-структуры [74]. Нельзя не отметить и применение МЛ для коррекции сигнала [75, 76].

Из-за искажений, вносимых перекрестными связями, при проектировании даже таких простых структур, как МЛ необходимо предварительное моделирование и учёт влияния искажений на задержку. Однако часто для расчета погонных параметров применяют простые модели, полученные для МПЛ и полосковой линии [59]. Эти модели предназначены для определения довольно узкого диапазона параметров и не учитывают полный стек современных печатных плат. Например, в модели для МПЛ из [59] учитываются только параметры подложки и проводника, поэтому она непригодна для учета задержки в более сложных структурах современных печатных плат. Расчет временного отклика МЛ на воздействие численными методами является ключевым подходом при их анализе, поскольку обеспечивает высокую точность, но вычислительные затраты на моделирование могут оказаться весьма высоки. Между тем виток МЛ можно представить парой связанных линий, закороченных на конце. Таким образом, для анализа временного отклика МЛ применимы модели, разработанные для пары связанных линий. Кроме того, на их основе можно получить простые соотношения, определяющие целевую функцию при оптимизации. Приведем наиболее значимые исследования в этой области.

Сначала отметим классические работы. В [77] впервые показано, как использовать матричную алгебру для решения задачи анализа многопроводных линий передачи (МПЛП). В [78] приведен вывод телеграфных уравнений для МПЛП, а в [79] представлен анализ временного отклика МПЛП с учетом слабой связи между проводниками и введено понятие эквивалентной схемы. В [80] с помощью матричного анализа расширена теория распространения волн в МПЛП без потерь в неоднородном диэлектрике. Этот подход является простым, а его основное преимущество заключается в возможности выполнять прямое описание физических процессов.

Автором [81] осуществлен вывод уравнений для однородной МПЛП и представление схемных параметров отрезка линии в матричном виде. Нельзя не отметить его исследования, посвященные разработке аналитических моделей [82, 83]. Особенно полезны результаты работы [83], где во временной области всесторонне исследованы уравнения для линии в неоднородном диэлектрике без потерь и со слабой связью. Интерес вызывают работы других авторов в этой области [84, 85]. В [84] описаны методы расчета отклика МПЛП, основанные на использовании принципов теории цепей, и приведены результаты их сравнения. В [85] на основе полноволнового анализа рассмотрен вопрос взаимовлияния между линиями быстродействующих межсоединений интегральных схем. В [86] предложен аналитический подход к расчету отклика двухпроводной линии передачи непосредственно во временной обла-

сти. Показано, что такое решение во временной области более удобно для расчета и анализа переходных процессов, чем решение в частотной области. В [87] исследован новый подход к анализу наводок в МПЛП на разных структурных уровнях РЭС. Примечательно, что он применим к общей задаче анализа *N*-проводных связанных межсоединений и межсоединений с учетом потерь и дисперсии с произвольными окончаниями МПЛП. Результатом работы является ряд аналитических выражений, описывающих форму сигнала во временной области [88].

Наконец, назовем исследования, посвящённые оценке отклика в схемах МПЛП на основе многоотрезочных структур. Выделим исследование, где рассмотрены переходные процессы в структурах, состоящих из отрезков одиночных и связанных линий с разными характеристическими проводимостями и ёмкостей на стыках этих отрезков [89]. При редко размещенных ёмкостях их влияние на форму сигнала в конце структуры может быть учтено аналитически [90]. Но также есть альтернативное решение в частотной области, имеющее несколько совершенно новых особенностей [91]. Отметим, что к схемам, состоящим из двух отрезков пары связанных линий с ёмкостной нагрузкой на их стыке, нельзя применить аналитическую модель периодической структуры из [89]. Поэтому, применяя подход из [90] и выражения для определения коэффициентов передачи и отражения из [89], авторы получили модели для расчета отклика в структуре из двух отрезков [92]. При большой разности характеристических импедансов отрезков линии передачи необходим учёт дополнительных составляющих отклика. Однако указанная модель из [89] учитывает только проходящую волну и составляющие, испытавшие лишь два отражения. Поэтому получено выражение для составляющей отклика, компоненты которой испытывают четыре отражения [93]. Приведенные модели также применимы к структурам без ёмкостной нагрузки.

1.5 Постановка цели работы

Из обзора публикаций, представленного в подразделе 1.1, следует, что стремление к быстродействию и миниатюризации устройств привело к росту чувствительности современных РЭС к ЭМВ. В связи с развитием технологий генерации мощных СКИ возрастает опасность ПД ЭМВ на РЭС стратегически важных объектов инфраструктуры. Поэтому построение комплексной и эффективной защиты РЭС таких объектов от ЭМВ (в частности, от СКИ) становится все актуальней.

В подразделе 1.2 показано, что для защиты от ЭМВ применяются разнообразные схемотехнические и конструктивные решения. Однако они не лишены недостатков, снижающих эффективность защиты. Поэтому поиск новых путей её реализации является важной и актуальной задачей. Благодаря простоте и низкой стоимости среди многообразия устройств защиты выделяются полосковые устройства и фильтры ЭМВ на их основе. К преимуществам этих устройств относятся стойкость к радиации и практически бесконечный срок службы, что делает их перспективными для применения в самых разнообразных отраслях.

Перспективен подход к защите, основанный на разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в связанных линиях (МФ) за счёт модальных искажений сигнала. Теоретические основы подхода представлены в подразделе 1.3. Виток МЛ является частным случаем пары связанных линий, закороченных на дальнем конце, поэтому в нем также будут возникать такие искажения. Структуры на основе витка МЛ по сравнению с МФ обладают рядом таких преимуществ, как большее число импульсов разложения, удвоенный путь распространения сигнала и отсутствие резисторов. Их исследование перспективно для разработки новых подходов к защите.

Из обзора, представленного в подразделе 1.4, следует, что устройства на основе витка МЛ могут применяться не только для задержки сигнала на печатной плате, но и для его фильтрации в частотном диапазоне, фазовой коррекции, коррекции фронта сигнала во временной области. Однако их применение для защиты от

СКИ в открытых источниках не описывается. Между тем такие исследования на протяжении многих лет ведутся авторами данной работы, в которой систематизируются накопленные знания в этой области.

Целью публикации монографии является систематизация результатов многолетнего исследования модального разложения импульсных сигналов, возможности защиты РЭС от СКИ за счёт свойств МЛ и создания устройств защиты на их основе.

2 АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В ЛИНИЯХ С ВОЗДУШНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ

2.1 Меандровая линия из одного витка

Рассмотрим возможности разложения СКИ в простых полосковых структурах – одном и двух витках МЛ в воздушном заполнении [94, 95]. Выбор воздушного заполнения обусловлен распространением мод линии в такой структуре с одинаковыми скоростями. Это существенно упрощает анализ, но при этом позволяет выявить его теоретические основы и доказать возможность разложения импульсного сигнала даже в одном витке МЛ.

Известно, что анализ поведения сигнала в МЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением является довольно сложной задачей из-за существования перекрестных связей между проводниками линии и искажений, вызванных этими связями [96]. Искажения зависят от количества и плотности проводников в МЛ [97]. Поэтому для понимания причин искажений сначала для моделирования выбрана структура МЛ в воздушном заполнении (рисунок 2.1).



Рисунок 2.1 – Поперечное сечение витка в воздушном заполнении

Параметры поперечного сечения линии на рисунке 2.1: ширина и толщина сигнального проводника w = 100 мкм и t = 100 мкм соответственно; расстояние между проводниками s = 100 мкм; расстояние от слоя земли до сигнальных проводников h == 200 мкм; расстояние от края структуры до сигнального проводника d = 3w. В такой линии не может существовать перекрестная наводка на дальнем конце за счет равенства погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод [98].

Схема соединений витка для моделирования представлена на рисунке 2.2. Виток состоит из двух параллельных проводников, соединенных между собой на дальнем конце. Один из проводников на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением *R*1. Другой проводник соединен с нагрузкой, представленной на схеме сопротивлением *R*2.



Рисунок 2.2 – Схема соединений исследуемого витка

Для воздействия выбран СКИ в форме трапеции со следующими параметрами: амплитуда э.д.с. 1 В, длительность плоской вершины 100 пс, фронта и спада по 50 пс. На рисунке 2.3 приведены формы э.д.с. источника и напряжения в начале витка (в узле V1). Значения сопротивлений R1 и R2 для минимизации отражения сигнала на концах проводников витка приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной Z_e и нечетной Z_o мод витка $\sqrt{Z_e Z_o}$.

Для понимания изменений формы сигнала и возможности их использования выполнено детальное моделирование его формы в конце витка МЛ при последовательном увеличении длины витка *l* от 1 до 50 мм. Полученные формы сигнала в конце витка (в уз-

ле *V*3) для l = 1, 2, ..., 10 мм приведены на рисунках 2.4, 2.5, а для l = 15, 20, ..., 35 мм – на рисунке 2.6.





На рисунке 2.4 наблюдается проявление и последовательное увеличение искажений с ростом длины витка *l*. Из-за наличия перекрестной наводки на ближнем конце линии на фронте сигнала появляется выброс, а на спаде – провал. Максимальные уровни выброса и провала не превышают 15 % от уровня сигнала в начале витка.

На рисунке 2.5 также наблюдаются искажения, однако их характер меняется. На фронте сигнала сильнее перекрестная помеха (сначала появляется положительная ступенька, а в конце – выброс, обусловленный этой ступенькой). На спаде сигнала наблюдается обратная ситуация. При увеличении длины до 10 мм уровень искажений возрастает до 20 %.

На рисунке 2.6 видно влияние ступеньки на фронте и провала на спаде сигнала, но по мере увеличения длины *l* это влияние снижается.



Рисунок 2.5 – Формы сигнала на выходе витка при его длине (мм) 6 (a), 7 (δ), 8 (e), 9 (z), 10 (d)

Так, при l = 15 мм уровень искажений все еще велик (рисунок 2.6,*a*), но уже при l = 20 мм (рисунок 2.6,*b*) уровень выброса составляет около 5 % от уровня сигнала в начале линии. При l = 25 мм (рисунок 2.6,*b*) появляется небольшой провал между сигналом и ступенькой на фронте, показывающий прекращение влияния на форму сигнала перекрестной наводки от фронта. При увеличении длины l до 30 мм и 35 мм исходный сигнал не искажается перекрестной наводкой, однако перед ним появляется импульс положительной полярности, а после – отрицательной. Дальнейшее увеличение длины l приводит к возрастанию задержек основного импульса и не влияет на форму сигнала.



Рисунок 2.6 – Формы сигнала на выходе витка при его длине (мм) 15 (*a*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*)

Важно отметить, что форма сигнала в конце витка является суммой самого сигнала, прошедшего вдоль линии, и наводки от фронта и спада сигнала на ближнем конце линии. Наложение

наводки на сигнал зависит от задержки в линии и суммы длительностей фронта t_r , плоской вершины t_d и спада импульса t_f . Тогда наложение не произойдет при условии

$$2\tau l \ge t_r + t_d + t_f, \tag{2.1}$$

где $\tau = \tau_e = \tau_o$.

Таким образом, при соответствующем выборе длины полувитка l можно обеспечить прохождение сигнала по витку МЛ без искажений его формы перекрестной наводкой на ближнем конце от фронта сигнала. Тогда условие (2.1) для случаев, когда l = 30 мм и 35 мм, выполняется с запасом и сигнал не искажается (так как для его выполнения достаточно обеспечить $l \ge 29,98$ мм). Поэтому дальнейшее моделирование выполнялось при l = 30 мм для обеспечения условия (2.1). При моделировании последовательно уменьшалось расстояние между проводниками *s* для усиления боковой связи между ними. Вычисленные формы сигнала в конце витка при изменении расстояния *s* от 100 до 6 мкм показаны на рисунке 2.7.

Видно, что усиление боковой связи между проводниками оказывает влияние на форму сигнала на выходе витка. Так, при уменьшении расстояния *s* увеличивается положительный уровень перекрестной помехи (первого положительного импульса), а уровень основного сигнала (второго положительного импульса) уменьшается. Кроме того, уменьшение *s* приводит к появлению разнополярных импульсов после первых двух импульсов последовательности из-за отражений в витке. Это обусловлено различием значений волнового сопротивления четной и нечетной мод и сопротивления тракта, а при увеличении связи различие между ними существенно возрастает, увеличивая не только количество импульсов, но и их уровень.

Для наглядности в таблице 2.1 приведены зависимости от расстояния между проводниками *s* максимальных уровней основного сигнала V_s , перекрестной наводки на ближнем конце V_{CR} и коэффициента емкостной связи K_C между полувитками.



Рисунок 2.7 – Формы сигнала на выходе витка при расстоянии между проводниками (мкм) 100 (*a*), 80 (б), 60 (*в*), 40 (*г*), 20 (*д*), 10 (*е*), 8 (*ж*), 6 (3)

Таблица 2.1 – Зависимости параметров отклика от расстояния между проводниками

S, MKM	100	80	60	40	20	10	8	6
V_S , B	0,467	0,460	0,447	0,426	0,383	0,330	0,313	0,29
V_{CR}, \mathbf{B}	0,126	0,142	0,163	0,191	0,242	0,291	0,305	0,324
K_C	0,474	0,526	0,589	0,670	0,785	0,869	0,890	0,913

Как следует из таблицы, при уменьшении *s* амплитуда напряжения основного сигнала уменьшается более чем в 1,5 раза по сравнению с исходной амплитудой при *s* = 100 мкм. Также наблюдается рост уровня наводки от фронта сигнала. Ее уровень в конце диапазона изменения *s* увеличивается более чем в 2,5 раза. Можно заметить, что при s = 8 мкм амплитуда напряжения основного сигнала (0,313 В) выше амплитуды наводки от фронта (0,305 B), а при *s* = 6 мкм соотношение меняется и уже амплитуда наводки (0,324 В) выше амплитуды основного сигнала (0,29 В). Из этого следует, что в диапазоне значений от 8 до 6 мкм есть оптимальное значение s, при котором амплитуды напряжений сигнала и наводки от фронта имеют одинаковый уровень, который является минимальным. В результате поиска оптимума получили $s_{\text{opt}} = 7,7$ мкм, $K_{\text{opt}} = 0,9$, $V_{\text{opt}} = 0,309$ В. Очевидно, что дальнейшее увеличение связи между полувитками приведет к росту уровня наводки от фронта, что неприемлемо для минимизации максимального уровня импульсов на выходе.

Поскольку между двумя проводниками витка МЛ на дальнем конце есть перемычка, соединяющая их, выполнена оценка ее влияния на форму и амплитуду СКИ на выходе витка (рисунок 2.8). Повороты проводника в конце витка учтены с помощью ёмкостей С1 и С2 на землю, а перемычка – отрезком одиночной линии передачи. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ($l_{\Pi} = 7,7$ мкм).



Рисунок 2.8 – Схема соединений витка меандровой линии с учетом влияния перемычки

Значения C1 и C2 вычислены упрощенно по формуле ёмкости плоского конденсатора

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_{rC} \frac{w^2}{h} = 442,5 \ \mathrm{n\Phi},\tag{2.2}$$

где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \, \Phi/M$ – электрическая постоянная.

Полученные формы сигнала в конце исследуемого витка с учетом перемычки и без нее приведены на рисунке 2.9. В таблице 2.2 представлены амплитуды V1, V2 и задержки t_c , t_s первых двух импульсов по уровню 0,5 – перекрестной наводки на ближнем конце и основного сигнала.



Рисунок 2.9 – Формы сигналов на выходе витка меандровой линии: без учета перемычки (- -), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—)

Таблица 2.2 – Амплитуды и задержки (по уровню 0,5) первых двух импульсов

Вид моделирования	t_c , HC	t_s , HC	<i>V</i> 1, B	<i>V</i> 2, B
Без учета перемычки	0,02	0,2	0,307	0,310
С учетом перемычки	0,02	0,2	0,307	0,311
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,2	0,307	0,311

Из форм сигнала на рисунке 2.9 видно, что учет перемычки при моделировании практически не оказывает влияния на форму и амплитуду сигнала на выходе витка. Учет перемычки между проводниками приводит к увеличению амплитуды сигнала в конце витка лишь на 1 мВ и она составляет 0,311 В, а задержки импульсов не изменяются (см. таблицу 2.2). Поэтому в учете дополнительного влияния ёмкостей нет необходимости.

Таким образом, в витке МЛ с сильной связью между полувитками СКИ может раскладываться на последовательность импульсов с уровнем, не превышающим 60 % от уровня сигнала в начале витка. Необходимым условием для этого является выражение (2.1), а равные и минимальные уровни двух первых импульсов получаются при коэффициенте емкостной или индуктивной связи 0,9. Учет воздействия перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке МЛ показал незначительное влияние ее и ёмкостей на амплитуду первых двух импульсов (перекрестной наводки на ближнем конце и основного сигнала). Так, максимальное отклонение амплитуды сигнала на выходе витка составляет 1 мВ (0,32 % от амплитуды сигнала). Это обусловлено тем, что длина перемычки определяется разносом проводников и составляет лишь $l_{\rm n} = 7,7$ мкм. В других структурах перемычка может оказать более существенное влияние на сигнал в конце витка.

2.2 Меандровая линия из двух витков

2.2.1 Оценка влияния длины

Поскольку в подразделе 2.1 уже выполнен анализ искажений СКИ в витке МЛ в воздушном заполнении и показана возможность его разложения, рассмотрим влияние параметров только второго витка на разложение СКИ в МЛ из двух витков [95].

Для моделирования выбрана линия в воздушном заполнении, состоящая из двух витков (рисунок 2.10).



Рисунок 2.10 – Схема соединений двух витков меандровой линии

Начало первого витка соединено с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. с внутренним сопротивлением *R*1, а конец второго витка соединен с нагрузкой с сопротивлением *R*2. В качестве воздействий использовался импульс, изображенный на рисунке 2.3.

Поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 2.1, а его параметры w = 100 мкм, t = 100 мкм, $s_1 = s_2 = 100$ мкм, h = 200 мкм.

Так как в подразделе 2.1 выполнен анализ изменения формы сигнала в витке МЛ при изменении его длины от 1 до 35 мм, то при каскадном соединении двух витков проведена аналогичная оценка. Длина первого витка фиксирована ($l_1 = 30$ мм), а длина второго l_2 менялась от 1 до 60 мм с разным шагом. Сначала сопротивления *R*1 и *R*2 приняты по 50 Ом. Полученные формы сигнала в конце второго витка (в узле *V*5) при $l_2 = 1, 2, ..., 10$ мм показаны на рисунке 2.11, а при $l_2 = 15, 20, ..., 60$ мм – на рисунке 2.12.

На рисунке 2.11 видно появление искажений и их последовательное увеличение с ростом l_2 . Так, на фронте и спаде основного сигнала наблюдаются выброс и провал соответственно. Также выброс и провал появляются на импульсе перекрестной наводки. Очевидно, что эти искажения вызваны перекрестной связью во втором витке.

Аналогичные искажения отмечаются на рисунке 2.12. Однако при $l_2 = 30$ мм перекрестная наводка не накладывается на фронт сигнала, поскольку выполняется условие (2.1) для второго витка и наблюдаются 3 импульса. Амплитуды второго и третьего импульсов составляют 0,2 В и 0,33 В соответственно. Дальнейшее увеличение l_2 до 60 мкм приводит к появлению всех составляющих основного сигнала и наводок после прохождения по линии и наблюдаются 4 первых положительных импульса. Но увеличивается уровень основного сигнала до 0,4 В. По существу, при $l_2 = 30$ мм амплитуда второго импульса складывается из амплитуд наводок на ближнем конце от основного импульса после прохождения сначала первого, а затем второго витков. Первый импульс является наводкой на ближнем конце от фронта наводки, сформировавшейся в первом витке.







Рисунок 2.12 – Формы сигнала на выходе меандровой линии при R1 = R2 = 50 Ом для длины второго витка l_2 (мм), равной 15 (*a*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*d*), 40 (*e*), 45 (*ж*), 50 (*s*), 55 (*u*), 60 (*к*)

Аналогичное моделирование выполнено при $R1 = \sqrt{Z_{e1}Z_{o1}}$ и $R2 = \sqrt{Z_{e2}Z_{o2}}$. Полученные результаты при $l_2 = 15, 30, ..., 60$ мм показаны на рисунке 2.13.



Рисунок 2.13 – Формы сигнала на выходе меандровой линии при $R1 = \sqrt{Z_{e1}Z_{o1}}$ и $R2 = \sqrt{Z_{e2}Z_{o2}}$ для длины второго витка l_2 (мм), равной 15 (*a*), 20 (*б*), 25 (*в*), 30 (*г*), 35 (*д*), 40 (*e*), 45 (*ж*), 50 (*з*), 55 (*u*), 60 (*к*)

Видно, что характер изменения формы сигнала согласуется с полученным при R1 = R2 = 50 Ом, но амплитуды импульсов выше. Например, при $l_2 = 30$ мм амплитуды второго и третьего импульсов составили 0,23 В и 0,38 В соответственно.

2.2.2 Оценка влияния расстояния между проводниками

Моделирование выполнялось при $s_1 = 100$ мкм и последовательном уменьшении s_2 от 100 до 10 мкм. Поскольку при $l_2 = 30$ мм условие (2.1) выполняется, при моделировании принимали $l_1 = l_2 = 30$ мм. Сопротивления на концах $R1 = \sqrt{Z_{e1}Z_{o1}}$, $R2 = \sqrt{Z_{e2}Z_{o2}}$. Полученные формы сигнала в узле V5 приведены на рисунке 2.14. Видно, что усиление связи второго витка меняет амплитуды второго и третьего импульсов. Сначала амплитуда третьего импульса выше амплитуды второго, а затем наоборот.









г



в







е







Рисунок 2.14 – Формы сигнала на выходе меандровой линии при $s_1 = 100$ мкм и s_2 (мм), равном 100 (a), 90 (δ), 80 (e), 70 (c), 60 (d), 50 (e), 40 (κ), 30 (s), 20 (u), 10 (κ)

Очевидно, что в диапазоне от 40 до 30 мкм существует оптимальное значение s_2 , при котором второй и третий импульсы имеют равную и минимальную амплитуду. В результате поиск оптимума получили $s_{2 \text{ opt}} = 33$ мкм и $V_{\text{opt}} = 0,257$ В. Таким образом, возможна минимизация амплитуды сигнала за счет оптимального разноса между проводниками лишь во втором витке.

Аналогичное моделирование выполнено при уменьшении s_1 и s_2 от 100 до 10 мкм (рисунок 2.15).



а



б







Рисунок 2.15 – Формы сигнала на выходе меандровой линии при $s_1 = s_2$, составляющих (мкм) 100 (*a*), 90 (б), 80 (*в*), 70 (*г*), 60 (*d*), 50 (*e*), 40 (*ж*), 30 (3), 20 (*u*), 10 (*к*) (окончание см. на с. 34)



Рисунок 2.15 – Окончание (начало см. на с. 33)

Как следует из рисунка, при $s_1 = s_2 = 60$ мкм амплитуды второго и третьего импульсов близки и составляют около 0,290 В, что не является оптимальным случаем.

2.3 Выводы

Исследована возможность разложения СКИ в одном и двух витках МЛ в воздушном заполнении. Показано, что для этого сначала необходимо исключить влияние перекрестной наводки от фронта сигнала на его форму. Такое влияние отсутствует, когда задержка в витке больше суммарной длительности СКИ. Затем выбором оптимальной связи между полувитками нужно обеспечить выравнивание амплитуд импульсов разложения и минимизацию общей амплитуды выходного напряжения СКИ.

Установлено, что в витке МЛ с сильной связью между полувитками СКИ может раскладываться на два импульса (перекрестную наводку и основной сигнал). Выбирая значение коэффициента связи (ёмкостной или индуктивной) между проводниками линии 0,9, можно обеспечить равный уровень импульсов, не превышающий 60 % от уровня сигнала в начале витка. Оценка влияния перемычки на форму и амплитуду сигнала на выходе витка показала, что максимальное отклонение амплитуды составляет лишь 1 мВ (0,32 % от амплитуды сигнала). Столь незначительное влияние объясняется тем, что длина перемычки определяется разносом проводников и составляет всего 7,7 мкм. Между тем в других структурах перемычка может оказать более существенное влияние как на форму, так и на задержку выходного сигнала.

В результате детальной оценки влияния длины второго витка на уровень выходного сигнала выявлено, что при равной длине первого и второго витков на выходе МЛ наблюдается последовательность импульсов, которые образованы наложением последовательности импульсов второго витка на последовательность импульсов первого. Первый импульс на выходе второго витка является перекрестной наводкой на ближнем конце от фронта импульса перекрестной наводки, сформированной в первом витке. Второй импульс является суммой наводок от фронта, пришедших одновременно после прохождения основного импульса сначала по первому, а затем по второму витку. Третий импульс является основным сигналом. При увеличении длины второго витка в два раза возникают все составляющие наводок и основного импульса. Минимизация уровня второго и третьего импульсов возможна при оптимизации параметров второго витка.

Таким образом, даже в одном витке МЛ с воздушным заполнением за счёт выбора оптимальных параметров витка можно обеспечить разложение СКИ на последовательность импульсов с ослаблением до 1,7 раза.

З АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В СИММЕТРИЧНЫХ ЛИНИЯХ С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

3.1 Виток меандровой микрополосковой линии

Представляет интерес оценить возможность защиты РЭС от СКИ и ЭСР за счет свойств витка симметричной МЛ на основе МПЛ [99–102] и на примере импульсного сигнала экспериментально подтвердить такую возможность. Кроме того, требуются математические модели для вычисления временного отклика в витке МЛ [103–105].

Для демонстрации возможности реализации МЛ, защищающей от СКИ в неоднородном диэлектрическом заполнении, выбрана МПЛ без покрывающих слоев (рисунок 3.1). Параметры её поперечного сечения: w = 300 мкм, t = 105 мкм, s = 23 мкм, h = 510 мкм, d = 900 мкм, $\varepsilon_r = 10$. Схема соединений и параметры воздействия приняты такими же, как для линии в воздушном заполнении. Значения внутреннего сопротивления генератора и нагрузки $R1 = R2 = \sqrt{Z_e Z_o}$.



Рисунок 3.1 – Поперечное сечение витка меандровой микрополосковой линии

Для разложения сигнала в витке МЛ на основе МПЛ сначала нужно исключить влияние перекрестной наводки на ближнем конце на форму основного импульса. Условие (2.1), полученное
для МЛ в воздушном заполнении, не будет выполняться для МПЛ, поскольку погонные задержки четной и нечетной мод всегда разные по значению, в силу чего условие (2.1) примет вид

$$t_r + t_d + t_f \ge 2l\tau, \tag{3.1}$$

где т – наименьшая из погонных задержек четной и нечетной мод.

Для доказательства того, что при выполнении условия (3.1) основной импульс будет распространяться по витку без наложения на его фронт и спад перекрестной наводки, вычислим значения погонных задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод витка [106]:

$$\tau_{e,o} = \sqrt{\left(L_{11}C_{11} + L_{12}C_{12}\right) \pm \left(L_{12}C_{11} + L_{11}C_{12}\right)}, \qquad (3.2)$$

где C_{11} и C_{12} – погонные коэффициенты матрицы электростатической индукции, а L_{11} и L_{12} – электромагнитной индукции.

Значения матриц C и L получены методом моментов [107]:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232,06 & -138,12 \\ -138,12 & 232,06 \end{bmatrix} \pi \Phi/\mathsf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390,34 & 309,03 \\ 309,03 & 390,34 \end{bmatrix} \mathsf{H}\Gamma\mathsf{H}/\mathsf{M}.$$

По выражению (3.2) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L получены задержки $\tau_e = 8,10$ нс/м и $\tau_o = 5,48$ нс/м. Тогда для выполнения условия (3.1) достаточно, чтобы l = 19 мм. В качестве примера на рисунке 3.2 приведены формы сигнала на выходе витка МЛ при l = 15 мм и 20 мм.



исунок 3.2 – Формы сигнала на выходе исследуемого вити при l = 15 мм (*a*) и 20 мм (б)

Видно, что при невыполнении условия (3.1) перекрестная наводка накладывается на фронт и появляется ступенька между

импульсами с уровнем 0,18 В (рисунок 3.2,*a*). Также видно, что плоская вершина основного импульса сильно искажена. Наводка на ближнем конце не влияет на фронт основного сигнала, так как условие (3.1) выполняется, однако плоская вершина импульса также искажена (рисунок 3.2, δ). Искажения основного сигнала вызваны разностью скоростей распространения четной и нечетной мод, а основной импульс на рисунке 3.2, δ , по существу, является результатом суммирования четной и нечетной мод. Из-за этой разности невозможно выполнить полное разложение СКИ в витке МЛ с неоднородным заполнением при выполнении только условия (3.1).

Поэтому для минимизации амплитуды результата разложения СКИ нужно, чтобы основной сигнал был разложен на импульсы четной и нечетной мод. Условие такого разложения имеет вид

$$t_r + t_d + t_f \le \left| \tau_e - \tau_o \right|. \tag{3.3}$$

При длине линии l = 45 мм правая часть выражения (3.3) составит 235,8 пс. Тогда при общей длительности воздействия 200 пс условие (3.3) выполняется с запасом. Условие (3.1) также выполняется, поскольку его правая часть составляет 493,2 пс. На рисунке 3.3,*а* приведены формы сигнала на выходе витка (в узле *V*3) при выполнении условий (3.1) и (3.3), а на рисунках 3.3,6,6 формы сигнала при s = 15 мкм и 30 мкм.

На рисунке видно, что СКИ в конце витка представлен последовательностью из трех основных импульсов меньшей амплитуды (импульса перекрестной наводки, импульсов нечетной и четной мод). При s = 15 мкм наводка (первый импульс) имеет более высокую амплитуду (0,230 В), чем амплитуда импульсов мод (0,196 В). Однако при s = 30 мкм это соотношение меняется: амплитуда импульсов мод (0,213 В) выше, чем амплитуда перекрестной наводки (0,193 В).

Выполнен анализ влияния перемычки между полувитками на форму и амплитуду СКИ в витке МЛ на основе МПЛ. Схема соединений витка такая же, как на рисунке 2.8. Длина перемычки принята равной расстоянию между проводниками ($l_{\rm m} = 23$ мкм).



Рисунок 3.3 – Формы напряжения на выходе исследуемого витка при s = 23 мкм (*a*), 15 мкм (*б*), 30 мкм (*в*)

Значения емкостей *C*1 и *C*2 вычислены упрощенно по формуле для емкости плоского конденсатора

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_{rC} \frac{w^2}{h} = 15,6 \ \mathrm{m}\Phi. \tag{3.4}$$

Формы сигнала на выходе исследуемого витка с учетом перемычки и без нее показаны на рисунке 3.4.



Рисунок 3.4 – Формы сигналов на выходе исследуемого витка без учета перемычки (- -), с учетом перемычки (- -) и с учетом перемычки и емкостей (—)

В таблице 3.1 приведены амплитуды (V1, V2, V3) и задержки (t_c , t_o , t_e) первых трех импульсов по уровню 0,5, а именно перекрестной наводки, нечетной и четной мод. Как можно видеть, учет

перемычки при моделировании практически не оказывает влияния на форму и амплитуду сигнала на выходе витка. Амплитуда с учетом перемычки и емкостей увеличивается на 2 мВ, а задержки импульсов нечетной и четной мод по уровню 0,5 возрастают на 1 пс и 2 пс соответственно. Отметим, что перемычка без учета емкостей вообще не оказывает влияния на форму и амплитуду импульсов на выходе исследуемого витка.

Таблица 3.1 – Амплитуды и задержки по уровню 0,5 первых трех импульсов

Вид моделирования	<i>t</i> _c , нс	t_o , HC	<i>te</i> , нс	<i>V</i> 1, B	<i>V</i> 2, B	<i>V</i> 3, B
Без учета перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки	0,02	0,518	0,754	0,207	0,207	0,207
С учетом перемычки и емкостей	0,02	0,519	0,756	0,207	0,208	0,209

Таким образом, только при оптимальной связи между проводниками (s = 23 мкм) амплитуды трех основных импульсов равны между собой и не превышают 0,207 В, или 40 % от уровня сигнала в начале витка. После первых трех импульсов, имеющих наибольший уровень, к концу линии приходят разнополярные импульсы малой амплитуды из-за отражений. Отражения обусловлены различием значений волновых сопротивлений четной и нечетной мод витка и сопротивлений на концах витка. Наблюдается незначительное влияние перемычки на форму и амплитуду сигнала в витке МЛ на основе МПЛ. Максимальное отклонение амплитуды выходного сигнала составляет 0,97 %. Такое малое влияние перемычки на форму сигнала обусловлено тем, что длину перемычки определяет расстояние между проводниками s = 23 мкм.

3.2 Максимизация длительности сверхкороткого импульса в симметричной меандровой линии

За счет оптимизации параметров поперечного сечения витка МЛ может быть получено оптимальное разложение СКИ, когда второй и третий импульсы приходят к концу витка сразу после окончания импульса перекрестной наводки. Условие такого разложения определим, рассмотрев систему уравнений (3.1) и (3.3). Поскольку их правые части одинаковы, то, приравняв левые части и заменив $|\tau_e - \tau_o|$ на $\tau_{max} - \tau_{min}$ (τ_{max} – наибольшее из значений погонных задержек), получим

$$2(\tau_{\max} - \tau_{\min})l = 2\tau_{\min}l.$$
(3.5)

После преобразований выражение (3.5) примет вид

$$\tau_{\max} = 2\tau_{\min}.$$
 (3.6)

Условие (3.6) позволяет разнести импульсы нечетной и четной мод на равные значения по оси времени при фиксированной длине витка. Чтобы доказать это, выполнены моделирование и оптимизация параметров поперечного сечения витка на основе МПЛ, изображенного на рисунке 3.1. В результате оптимизации по критерию выполнения условий (3.1), (3.3) и (3.6) получены следующие параметры поперечного сечения: w = 300 мкм, s = 17 мкм, t = 205 мкм, h = 510 мкм, $\varepsilon_r = 30$. Вычисленные матрицы составляют

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 662, 2 & -401, 7 \\ -401, 7 & 662, 2 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi / \mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 352, 7 & 312, 1 \\ 312, 1 & 352, 7 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H} / \mathbf{M}.$$

Проведено моделирование форм сигнала в конце витка МЛ при воздействии импульсами 200 пс и 500 пс (рисунок 3.5). На рисунке видно, что выполнение условия (3.6) обеспечивает разложение каждого импульса на три основных импульса с равными разносами между ними по времени. Все импульсы имеют разную амплитуду, а максимальный уровень сигнала на выходе витка определяется импульсом наводки, составляет около 50 % от амплитуды сигнала в начале витка и не зависит от длительности воздействия. Таким образом, в витке МЛ можно обеспечить разложение СКИ большей длительности, но это не гарантирует должного ослабления его амплитуды.



Рисунок 3.5 – Формы сигнала на выходе витка при выполнении условия (3.6) и общей длительности воздействия 200 пс (*a*) и 500 пс (*б*) и

Для минимизации амплитуды СКИ на выходе витка МЛ выполнена дополнительная оптимизация параметров поперечного сечения (см. рисунок 3.1) и сопротивлений *R*1 и *R*2 (см. рисунок 2.2). Оптимальным выбором одновременно обеспечиваются условия (3.1), (3.3), (3.6) и минимальная амплитуда выходного сигнала. Оптимальные параметры имеют следующие значения: w = 850 мкм, t = 452 мкм, s = 46 мкм, $h_C = 540$ мкм, $\varepsilon_{rC} = 40$, R1 = R2 = 23 Ом. Вычисленные матрицы

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1100, 4 & -696, 8\\ -696, 8 & 1100, 4 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 219, 1 & 172, 9\\ 172, 9 & 219, 1 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Полученные формы сигналов после дополнительной оптимизации при воздействии импульсами с длительностями 200 пс и 500 пс представлены на рисунке 3.6, из которого видно, что произошло выравнивание амплитуд первых трех импульсов вне зависимости от длительности воздействия. Максимальная амплитуда выходного сигнала составляет 32 % от амплитуды сигнала в начале витка.



Рисунок 3.6 – Формы сигнала на выходе витка после дополнительной оптимизации при общей длительности воздействия 200 пс (*a*) и 500 пс (*б*) и выполнении условия (3.6)

Выполнение условия (3.6) и дополнительная оптимизация позволяют разложить в витке МЛ СКИ с увеличенной длительностью и обеспечивают большее ослабление. Необходимо отметить, что дальнейшее увеличение задержки между импульсами четной и нечетной мод нецелесообразно, поскольку это не влияет на разнос между импульсом перекрестной наводки и импульсом наиболее быстрой моды. Условие (3.6) полезно для реализации устройств защиты на основе МЛ из двух и более витков. В таких устройствах каждый из трех основных импульсов (при соответствующих длительностях и задержке) для второго витка (если рассматривать линию из двух витков), по существу, будет являться отдельным СКИ, который также будет разделяться на несколько импульсов, что позволит значительно увеличить ослабление СКИ на выходе всей линии.

Таким образом, выполнение условия (3.6) за счет оптимизации поперечного сечения витка обеспечивает приход трех импульсов к концу линии через равные интервалы времени, что максимизирует длительность ослабляемого импульса.

3.3 Экспериментальное подтверждение возможности разложения сверхкороткого импульса

Представим результаты экспериментального подтверждения возможности разложения СКИ в витке меандровой микрополосковой линии. Поскольку моделирование выполнялось для идеализированных структур, а не для реальных межсоединений печатных плат (ПП), то для изготовления экспериментальных макетов сначала оптимизировали их параметры в соответствии с параметрами материалов основы.

В качестве основы печатной платы выбран типовой материал – двухсторонний фольгированный стеклотекстолит марки FR-4 без защитной паяльной маски. Толщина основы и толщина фольги материала составляют $h_C = 2000$ мкм и t = 35 мкм (см. рисунок 3.1). Так как часть параметров поперечного сечения линии имеет типовые значения, то выполнялась оптимизация только двух параметров – ширины сигнального проводника *w* и разноса между проводниками *s*. Целью оптимизации является согласование сопротивления каждого витка в макете с измерительным трактом 50 Ом. Для этого нужно обеспечить $\sqrt{Z_e Z_o} = 50$ Ом. После оптимизации ширина проводника принята равной w = 2500 мкм, а разнос между проводниками первого макета -s = 250 мкм. Для всех остальных макетов он последовательно уменьшался до 100 мкм с шагом 50 мкм. Это сделано, чтобы оценить возможность выравнивания амплитуды импульсов разложения на выходе витка при усилении связи между проводниками.

Следующим шагом необходимо выбрать значение *l*, которое обеспечит выполнение условия (3.3) для разложения СКИ на импульсы четной и нечетной мод. Поскольку полагалось, что натурный эксперимент будет проводиться на базе комбинированного осциллографа С9-11, то известна минимальная длительность воздействующего импульса (около 100 пс), обеспечиваемая его генератором. Таким образом, по выражению (3.3) может быть вычислено минимальное значение длины полувитка *l*, при котором происходит разложение СКИ на последовательность импульсов. Чтобы рассчитать *l*, с помощью метода моментов получены значения погонных задержек четной и нечетной мод витка $\tau_e = 6,63$ нс/м и $\tau_o = 5,80$ нс/м при s = 250 мкм. Тогда для выполнения условия (3.3) минимальное значение l = 60,3 мм. Однако при проведении эксперимента нужно учитывать, что из-за дисперсии, потерь и влияния неоднородностей в реальном межсоединении СКИ может не до конца разложиться на импульсы. Также необходимо учитывать, что амплитуда импульсов на выходе витка зависит от длительности СКИ, поскольку при меньшей длительности влияние уменьшения фронта сигнала, характерного для реальных межсоединений, будет более существенным. Для исключения влияния описанных факторов значение *l* принято с запасом, а именно 90 мм. По результатам предварительной оптимизации из материала марки FR-4 изготовлена печатная плата с набором макетов витка МЛ (рисунок 3.7). Длина каждого полувитка (по длине зазора) составляет 90 мм, а перемычки между ними – 2w + s.

После изготовления печатной платы с помощью увеличительного стекла с нанесенной на него измерительной линейкой с ценой деления 0,1 мм и микрометра с ценой деления 0,01 мм измерены геометрические параметры каждого из макетов витка. Усредненные значения геометрических параметров платы и витков следующие: w = 2450 мкм, s = 300, 250, 200, 150 мкм, t = 45 мкм, $h_C = 2000$ мкм. По измеренным данным вычислены значения τ_e и τ_o , $\Delta \tau = \tau_e - \tau_o$, Z_e , Z_o и $\sqrt{Z_e Z_o}$ (таблица 3.2).



Рисунок 3.7 – Печатная плата с макетами витка меандровой линии

Таблица 3.2 – Вычисленные параметры макетов витков меандровой линии

<i>S</i> , МКМ	τ _e , нс/м	τ_o , HC/M	Δτ, нс/м	Z _e , Ом	Z _o , Ом	$\sqrt{Z_e Z_o}$, Ом
300	6,720	5,944	0,776	33,636	72,974	49,544
250	6,719	5,922	0,797	32,342	73,384	48,717
200	6,719	5,894	0,824	30,820	72,805	47,694
150	6,718	5,853	0,865	28,953	74,237	46,362

Из таблицы 3.2 видно, что значение τ_e для всех макетов витка практически не изменяется, в то время как τ_o уменьшается по мере уменьшения *s*, что приводит к увеличению $\Delta \tau$. Необходимо отметить, что уменьшение *s* обусловливает небольшое (до 3 Ом) уменьшение значения $\sqrt{Z_e Z_o}$, что при измерениях приведет к изменению амплитуд импульсов из-за рассогласования макета с трактом.

Для проведения измерений с выхода генератора на вход комбинированного осциллографа С9-11 подавался сигнал длительностью 40 пс, составляющий половину от амплитуды (527 мВ). Оцифрованная осциллограмма сигнала на выходе генератора (на нагрузке 50 Ом) представлена на рисунке 3.8.



Рисунок 3.8 – Осциллограмма напряжения с выхода генератора (на нагрузке 50 Ом)

Между выходом генератора и входом осциллографа С9-11 последовательно включались макеты линий (рисунок 3.9).



Рисунок 3.9 – Схема экспериментальных измерений

Для включения макетов в измерительный тракт к выводам каждого из витков напаяны соединители типа SMA. Полученные

осциллограммы сигнала на выходе каждого из макетов представлены на рисунке 3.10.



Рисунок 3.10 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов меандровой линии при разносе *s* (мкм), равном 300 (*a*), 250 (*б*), 200 (*в*), 150 (*г*)

Также измерены частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц (рисунок 3.11).



Рисунок 3.11 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ исследуемых витков меандровой линии при разносе *s* (мкм), равном 300 (*a*), 250 (*б*), 200 (*в*), 150 (*г*)

Из осциллограмм на рисунке 3.10 видно, что сигнал в конце всех витков представлен последовательностью из трех импульсов, первый из которых является перекрестной наводкой на ближнем конце, а второй и третий – импульсами мод. Полученные осциллограммы качественно подтверждают ожидаемые результаты (ослабление составило 6,3 раза). Отметим, что сигнал на выходе каждого витка имеет дополнительную задержку 550 пс, которая вызвана переходными устройствами и выводами линии на плате, необходимыми для ее включения в тракт.

На рисунке 3.11 видно, что в области выше 5 ГГц присутствует большое количество резонансов с уровнем до минус 50 дБ, а полоса пропускания каждого макета не превышает 1,15 ГГц. Сводные результаты эксперимента представлены в таблице 3.3, где V1, V2, V3 – амплитуды первого, второго и третьего импульсов соответственно, $\Delta \tau_{21} = \tau_2 - \tau_1$ – разность задержек второго и первого импульсов, а $\Delta \tau_{32} = \tau_3 - \tau_2$ – третьего и второго. Эти значения измерены маркерами осциллографа, установленными в точках с максимальным напряжением импульсов. В таблице 3.3 приведены полосы пропускания макетов витка f_{Π} по уровню минус 3 дБ.

Таблица 3.3 – Измеренные параметры макетов витков меандровых линий

S, MKM	300	250	200	150
<i>V</i> 1, мВ	67,1	71,1	74	79
И₂, мВ	93,8	89,9	86	84
<i>V</i> 3, мВ	87	83	81,5	81
Δτ ₂₁ , пс	1016	1016	1012	1012
Δτ ₃₂ , пс	160	160	164	172
$f_{\Pi}, \Gamma \Gamma$ ц	1,13	1,13	1,12	1,14

Из таблицы 3.3 видно, что уменьшение разноса *s* приводит к увеличению амплитуды первого импульса (перекрестной наводки) и уменьшению амплитуд второго и третьего импульсов (четной и нечетной мод), что подтверждает возможность минимизации амплитуды сигнала в конце витка за счет выравнивания амплитуд первых трех импульсов. Наблюдается последовательное приближение к оптимальному выбору: амплитуда сигнала на выходе уменьшилась с 93,8 до 84 мВ, а амплитуда первого импульса стала меньше лишь на 5 мВ. Произошло увеличение ∆т при усилении связи между проводниками за счет уменьшения разноса, способствующее разложению сигнала на моды. Из представленных результатов видно, что полоса пропускания каждого из витков составляет 1,12–1,14 ГГц.

Таким образом, экспериментально доказана возможность разложения СКИ в витке меандровой МПЛ и выравнивания амплитуды первых трех импульсов сигнала на выходе витка за счет оптимизации связи между его сигнальными проводниками. При этом полезные импульсные сигналы с верхней граничной частотой ниже 1,14 ГГц пройдут по витку с минимальными искажениями формы.

3.4 Ослабление электростатического разряда в витке симметричной меандровой линии

Рассмотрим разложение ЭСР в витке меандровой МПЛ, схема соединения которого для этого случая представлена на рисунке 3.12. Виток состоит из двух параллельных проводников длиной l, соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с генератором воздействия, представленным на схеме идеальным источником тока I с параллельным сопротивлением R1. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением R2.



Параметры поперечного сечения витка w = 2450 мкм, t = 45 мкм, s = 300 мкм, h = 2000 мкм, $\varepsilon_r = 5,4$. Они обеспечивают значение $(Z_e Z_o)^{0,5} \approx 50$ Ом. В качестве воздействия принят импульс с формой тока, близкой к третьей степени жесткости ЭСР ($\tau_1 = 1,3$ нс, $\tau_2 = 1,7$ нс, $\tau_3 = 6$ нс, $\tau_4 = 58$ нс, $I_1 = 21,51$ A, $I_2 = 10,1$ A, n = 3) в соответствии со стандартом IEC 61000-4-2 [108]. На рисунке 3.13 приведена форма сигнала в узле V1 схемы при l = 0,1 м.



Матрицы для выбранной структуры при *s* = 300 мкм составляют

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 130,7 & -42,5 \\ -42,5 & 130,7 \end{bmatrix} \ \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 352,7 & 151,7 \\ 151,7 & 352,7 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Вычисленные погонные задержки четной и нечетной мод $\tau_e = 6,66$ нс/м, $\tau_o = 5,9$ нс/м. Таким образом, для полного разложения ЭСР длительностью 100 нс (см. рисунок 3.13) в витке МЛ нужно согласно условию (3.3) обеспечить его длину l = 66 м. Очевидно, что виток такой длины неприемлем в РЭС. Поэтому целесообразно рассмотреть не полное разложение ЭСР, а разложение только его пикового выброса длительностью около 4 нс. Для этого необходимо обеспечить

$$2l|\tau_e - \tau_o| \approx 4 \text{ Hc.} \tag{3.7}$$

Следовательно, для разложения только пикового выброса ЭСР достаточно обеспечить длину витка $l_{opt} = 2,63$ м. Для краткости дальнейшего изложения введем следующие названия: первая часть ЭСР – пиковый выброс ЭСР длительностью 4 нс, вторая часть ЭСР – часть ЭСР после пикового выброса. Для понимания изменения формы ЭСР в витке МЛ выполнено моделирование при последовательном увеличении l от 0,1 до 10 м. На рисунке 3.14 приведена зависимость амплитуды ЭСР V_{max} на выходе витка от его длины l.



При длине до l = 2 м на выходе витка наблюдается высокая амплитуда ЭСР из-за неполного разложения его пикового выброса, а дальнейшее увеличение до l = 3 м оказывает незначительное влияние. Так, амплитуда ЭСР при l = 0,1 м составляет 510 В, при l = 2 м – 373 В, а при l = 3 м – 362 В. Амплитуда ЭСР при $l_{opt} = 2,63$ м составила 364 В. Таким образом, увеличение длины витка после l_{opt} в соответствии с выражением (3.7) нецелесообразно, поскольку оно не приводит к существенному уменьшению амплитуды ЭСР. Вычисленные формы выходного напряжения (в узле V3) при l = 0,1, 0,5, 2, 3,5 м показаны на рисунке 3.15.

На рисунке 3.15 наблюдается перекрестная наводка (первый выброс), а также увеличение задержки основного сигнала (пико-

вого выброса ЭСР) по мере увеличения длины витка. Стоит отметить незначительное (в 1,1 раза) увеличение амплитуды сигнала на выходе витка относительно входа (при l = 0,1 м). Это обусловлено наложением пикового выброса, прошедшего по витку, на выброс перекрестной наводки. При увеличении длины витка до 3,5 м все более отчетливо проявляются выбросы 2 и 3 результата разложения ЭСР (далее для простоты будем называть их выбросами нечётной и чётной мод).



Как было выявлено ранее, увеличение связи между проводниками витка приводит к увеличению амплитуды импульса перекрестной наводки и уменьшению амплитуды импульсов нечетной и четной мод. Поэтому для минимизации амплитуды ЭСР на выходе витка выполнено аналогичное моделирование с последовательным уменьшением расстояния *s* от 300 до 1 мкм. При уменьшении *s* от 300 до 50 мкм использовался шаг 50 мкм, от 50 до 10 мкм – 10 мкм, от 10 до 1 мкм – 1 мкм. Длина витка фиксирована и составляет l = 3 м. При моделировании значения *R*1 и *R*2 принимались равными $(Z_e Z_o)^{0,5}$ и менялись в соответствии с изменением *s*. На рисунке 3.16 приведены зависимости максимальных амплитуд первых трех выбросов ЭСР на выходе витка (выбросов перекрестной наводки, нечетной и четной мод линии) от расстояния *s*. Видно, что при уменьшении *s* амплитуды выбросов нечетной и четной мод уменьшаются, а амплитуда выброса перекрестной наводки возрастает. При s = 1 мкм амплитуды всех трех выбросов приблизительно равны (около 100 В).



первого (—), второго (– –) и третьего (- -) выбросов разряда на выходе витка от *s* при l = 3 м

Формы напряжения на выходе витка при s = 250, 150, 50, 10, 1 мкм показаны на рисунке 3.17.



Видно, что момент прихода первого и третьего выбросов выходного напряжения не меняется при уменьшении *s*, тогда как второй выброс приходит все раньше. Это объясняет рисунок 3.18, где приведены зависимости τ_o , τ_e и $\Delta \tau$ от *s*.



Поскольку при моделировании R1 и R2 приняты равными значению $(Z_e Z_o)^{0,5}$, которое менялось в соответствии с изменением *s*, поэтому для наглядности на рисунке 3.19 приведены зависимости Z_o , Z_e и $(Z_e Z_o)^{0,5}$ от *s*.



Важно отметить, что при уменьшении *s* снижается задержка четвертого выброса (отраженного выброса нечетной моды, имеющего отрицательную полярность), а при s = 1 мкм наблюдается наложение спада третьего и фронта четвертого выбросов. Таким образом, при дальнейшем усилении связи между проводниками есть возможность уменьшить амплитуду третьего выброса (четной моды) за счет его наложения на отраженный выброс нечетной моды. Однако для достижения такого результата нужен поиск других параметров поперечного сечения витка, поскольку уменьшение параметра *s* для усиления связи между проводниками трудно реализовать на практике. Очевидно, что наложение может быть обеспечено условием

$$\tau_{\min} 4l = \tau_{\max} 2l, \tag{3.8}$$

где τ_{min} и τ_{max} – наименьшее и наибольшее из значений погонных задержек четной и нечетной мод. После упрощения условие (3.8) принимает вид

$$\tau_{\max} = 2\tau_{\min}.$$
 (3.9)

Условие (3.9) может быть выполнено за счет других параметров поперечного сечения (t, h, ε_r , w) таким образом, что реализация защитной линии на практике будет возможна. Кроме того, условие (3.9) может использоваться для увеличения длительности ЭСР и его разложения в витке, как было показано выше.

Для проверки достоверности полученных результатов выполнено моделирование с использованием квазистатического и электродинамического подходов. На рисунке 3.20 приведены формы напряжения ЭСР на выходе витка меандровой МПЛ длиной 3 м при s = 300 мкм, полученные с помощью квазистатического подхода и электродинамического подхода с грубой и учащенной сеткой, а в таблице 3.4 представлены максимальные амплитуды и задержки основных выбросов последовательности.

Как видно, формы напряжения ЭСР на выходе витка, полученные с помощью квазистатического и электродинамического подходов хорошо согласуются, однако имеются и различия. Так, амплитуда напряжения ЭСР на выходе витка уменьшилась на 3,91 В при использовании электродинамического подхода с учащенной сеткой в сравнении с квазистатическим подходом, отклонение составило 1,08 %. При этом задержка второго выброса уменьшилась на 0,54 нс (отклонение 1,51 %), а задержка третьего выброса увеличилась на 0,94 нс (отклонение 2,32 %).



Рисунок 3.20 – Формы напряжения разряда на выходе витка длиной *l* = 3 м при *s*=300 мкм, полученные с помощью квазистатического подхода (—) и электродинамического подхода с грубой (- -) и учащенной (– –) сеткой

Таблица 3.4 – Амплитуды и задержки второго и третьего выбросов на выходе витка, полученные с помощью электродинамического и квазистатического подходов

Подход	<i>t</i> ₂ , HC	<i>t</i> ₃ , HC	V_1, \mathbf{B}	V_2 , B	<i>V</i> ₃ , B
Квазистатический	35,42	40,11	92,67	262,72	362,73
Электродинамический с грубой сеткой	37,16	41,32	84,12	262,19	354,15
Электродинамический с учащенной сеткой	35,96	41,05	94,01	261,64	358,82

Отметим, что при моделировании с использованием электродинамического подхода увеличение сетки приводит к уменьшению задержки второго выброса (ее значение становится ближе к значению задержки второго выброса при квазистатическом подходе), а задержка третьего выброса практически не меняется. Таким образом, продемонстрировано изменение формы и амплитуды ЭСР в витке меандровой МПЛ при увеличении ее длины. Минимизировался пиковый выброс ЭСР за счет его разложения на последовательность выбросов меньшей амплитуды. За счет выбора оптимальной длины витка ослабление ЭСР составило 1,38 раза, а за счет уменьшения расстояния между проводниками при оптимальной длине витка получено ослабление ЭСР в 4,6 раза. Среднее геометрическое волновых сопротивлений нечетной и четной мод витка при этом уменьшилось с 50 Ом (при использовании реальных геометрических параметров) до 16 Ом. Однако путем изменения других параметров поперечного сечения возможно выполнить условие $(Z_e Z_o)^{0,5} \approx 50$ Ом.

Дополнительно проведено моделирование с использованием электродинамического подхода и сравнение его результатов с результатами, полученными с помощью квазистатического подхода. Показано хорошее согласование результатов: отклонение амплитуд 1,08 %, а задержек 2,32 %.

3.5 Meaндровая микрополосковая линия из двух витков

Рассмотрим МПЛ из двух витков, соединенных каскадно. Схема соединений такая же, как на рисунке 2.10. После предварительного моделирования, чтобы исключить наложение импульсов разложения, были определены предварительные значения длин витков: длина витка 1 $l_1 = 45$ мм, витка 2 $l_2 = 25$ мм. Для уменьшения отражений от концов структуры внутреннее сопротивление источника сигналов принято равным $(Z_{e1}Z_{o1})^{0.5}$ для витка 1, а нагрузки – $(Z_{e2}Z_{o2})^{0.5}$ для витка 2. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, фронта и спада по 50 пс. Поперечное сечение каждого из витков аналогично поперечному сечению, изображенному на рисунке 3.1.

Используя анализ разложения СКИ в МЛ из двух витков в воздушном заполнении (см. подраздел 2.2), а также условие (3.6), выполнили поиск оптимальных параметров меандровой МПЛ из двух витков для разложения СКИ и минимизации его амплитуды на выходе всей линии за счет оптимальной связи между проводниками витков 1 и 2. Условие (3.6) необходимо выполнить в витке 1 для разложения СКИ на последовательность импульсов с равными задержками между ними. В результате получены следующие параметры поперечного сечения витка 1: $w_1 = 100$ мкм, $t_1 = 160$ мкм, $h_1 = 200$ мкм, $s_1 = 19,78$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 480$. Вычисленные матрицы

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 6755,55 & -3155,06 \\ -3155,06 & 6755,55 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 347,23 & 289,41 \\ 289,41 & 347,23 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (3.2) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L нашли $\tau_{e1} = 47,88$ нс/м, $\tau_{o1} = 23,94$ нс/м. Таким образом, условие (3.6) выполняется (47,88 нс/м = 2.23,94 нс/м). На рисунке 3.21 представлена форма сигнала на выходе витка 1 (в узле V3 схемы) при выполнении условия (3.6).

Видно, что сигнал в конце первого витка представлен последовательностью из трех основных импульсов: перекрестной наводки (*И*1), нечетной (*И*2) и четной (*И*3) мод. Задержка импульса четной моды ($\tau_{el}l_1 = 2,154$ нс) вдвое больше задержки импульса нечетной моды (эти значения отмечены на графике). Максимальная амплитуда сигнала на выходе витка 1 составляет 0,196 В. Наблюдаются импульсы, вызванные отражениями (между импульсами *И*1 и *И*2, *И*2 и *И*3). Рассмотрим импульсы *О*1, *О*2 и *О*3. По существу, *О*1 (нечетная мода) и *О*3 (четная мода) являются результатом разложения в витке 2 отраженного от конца линии импульса перекрестной наводки, пришедшего в конец линии (узел *V*5) из узла *V*1, а импульс *О*2 в результате отражения от стыка между витками является дважды прошедшим по витку 2 импульсом *О*1. Их задержки определяются как $t_{O1} = \tau_{o2} \cdot 2l_2 = 0,464$ нс, $t_{O2} = \tau_{o2} \cdot 4l_2 = 0,929$ нс, $t_{O3} = \tau_{e2} \cdot 2l_2 = 1,394$ нс. Для полного разложения импульсов U1, U2, U3 в витке 2 нужно обеспечить такие их задержки, чтобы каждый из них разложился на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод. Также необходимо учитывать перекрестные наводки от них с выхода витка 1 (узел V3) на выход витка 2 (узел V5), задержка которых на выходе линии определяется задержкой только в витке 1, поскольку они наводятся в момент начала распространения импульсов U1, U2, U3 в витке 2.



Рисунок 3.21 – Форма сигнала в конце витка 1 (в узле *V*3 схемы) меандровой линии из двух витков при выполнении условия (3.6)

На выходе линии из двух витков также будет присутствовать большое количество отражений от стыка между полувитками (узлы V2 и V4), витками (узел V3) и от концов линии (узлы V1 и V5), которые могут накладываться на основной сигнал и искажать его. Моделирование в диапазоне параметров показало, что для частичного исключения наложений целесообразно в витке 2 выполнить условие

$$\tau_{\max} = 3\tau_{\min}.$$
 (3.10)

Это поможет минимизировать амплитуду СКИ в конце линии. Условие (3.10) в витке 2 обеспечивается следующими параметрами: $w_2 = 400$ мкм, $t_2 = 600$ мкм, $h_2 = 200$ мкм, $s_2 = = 20,2592$ мкм, $\varepsilon_{r2} = 120$. Вычисленные матрицы

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 3584,72 & -1065,85 \\ -1065,85 & 3584,72 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 163,53 & 144,97 \\ 144,97 & 163,53 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

По выражению (3.2) с помощью соответствующих коэффициентов матриц С и L нашли $\tau_{e2} = 27,88$ нс/м, $\tau_{o2} = 9,29$ нс/м. Таким образом, условие (3.10) выполняется (27,87 нс/м = 3·9,29 нс/м). На рисунке 3.22 представлена форма сигнала на выходе меандровой МПЛ из двух витков при выполнении условий (3.6) и (3.10) в витке 1 и 2 соответственно.



Рисунок 3.22 – Форма сигнала на выходе меандровой линии из двух витков (в узле *V*5 схемы)

На рисунке 3.22 видно, что СКИ на выходе меандровой МПЛ из двух витков представлен последовательностью из множества импульсов меньшей амплитуды, не превышающей 94 мВ. Первая последовательность импульсов (П1) является результатом разложения импульса перекрестной наводки в витке 2, наведенного из узла V1 в узел V3, вторая (П2) – импульса нечетной моды из витка 1 (И2 на рисунке 3.21), а третья – импульса четной моды из витка 1 (ИЗ на рисунке 3.21) в витке 2. Так, импульс И1 является перекрестной наводкой в конце линии (узел V5) от импульса перекрестной наводки, наведенного из узла V1 в узел V3 и затем в узел V5, а И2 и ИЗ являются импульсами нечетной и четной мод второго витка от импульса перекрестной наводки в узле V3. Импульс И4 является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса нечетной моды из витка 1 (И2 на рисунке 3.21) в узел V3, а И5 и И6 являются импульсами нечетной и четной мод от импульса нечетной моды витка 1. Импульс И7 является перекрестной наводкой в узле V5 от импульса четной моды пришедшего из витка 1

(ИЗ на рисунке 3.21) в узел V3, а И8 и И9 являются импульсами нечетной и четной мод от импульса четной моды витка 1. На рисунке 3.22 также видно, что в конце линии присутствует множество импульсов меньшей амплитуды (по сравнению с основными импульсами трех последовательностей), вызванных отражениями. В результате максимальное ослабление СКИ на выходе меандровой МПЛ из двух витков составило 5,2 раза.

Для полноты понимания процесса разложения СКИ в меандровой МПЛ из двух витков в таблице 3.5 приведены задержки каждого из основных импульсов (И1-И9) трех последовательностей (П1–П3) на выходе линии (см. рисунок 3.22), где t_c – задержка первого импульса, t_{co} – задержка второго импульса, t_{ce} – задержка третьего импульса, t_{oc} – задержка четвертого импульса, *t*_{oo} – задержка пятого импульса, *t*_{oe} – задержка шестого импульса, t_{ec} – задержка седьмого импульса, t_{eo} – задержка восьмого импульса, t_{ee} – задержка девятого импульса. Индексы задержек: co – нечетная мода от перекрестной наводки в узле V3, ce – четная мода от перекрестной наводки в узле V3, *ос* – перекрестная наводка в узле V5 от импульса нечетной моды из витка 1, оо – нечетная мода от импульса нечетной моды из витка 1, ое – четная мода от импульса нечетной моды из витка 1, ес – перекрестная наводка в узле V5 от импульса четной моды, пришедшего из витка 1, ео – нечетная мода от импульса четной моды витка 1, ее – четная мода от импульса четной моды витка 1. Так как первая последовательность импульсов является результатом разложения импульса перекрестной наводки на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод только в витке 2, то задержка первого импульса определяется как $t_c = 0$, второго – $t_{co} = \tau_{o2} \cdot 2l_2$ (где τ_{o2} – погонная задержка нечетной моды витка 2, l_2 – длина витка 2), третьего – $t_{ce} = \tau_{e2} \cdot 2l_2$ (где τ_{e2} – погонная задержка четной моды витка 2). Вторая последовательность импульсов является результатом разложения импульса нечетной моды из витка 1 (И2 на рисунке 3.21) на импульс перекрестной наводки и импульсы нечетной и четной мод в витке 2, поэтому задержка четвертого

импульса определяется как $t_{oc} = \tau_{o1} \cdot 2l_1$ (где τ_{o1} – погонная задержка нечетной моды витка 1, l_1 – длина витка 1), задержка пятого – $t_{oo} = \tau_{o1} \cdot 2l_1 + \tau_{o2} \cdot 2l_2$, шестого – $t_{oe} = \tau_{o1} \cdot 2l_1 + \tau_{e2} \cdot 2l_2$. Третья последовательность импульсов представляет собой результат разложения импульса четной моды из витка 1 (ИЗ на рисунке 3.21) в витке 2, тогда задержка седьмого импульса определяется как $t_{ec} = \tau_{e1} \cdot 2l_1$ (где τ_{e1} – погонная задержка четной моды витка 1), восьмого – $t_{eo} = \tau_{e1} \cdot 2l_1 + \tau_{o2} \cdot 2l_2$, девятого – $t_{ee} = \tau_{e1} \cdot 2l_1 + \tau_{e2} \cdot 2l_2$.

Таблица 3.5 – Вычисленные задержки основных импульсов трех последовательностей в конце меандровой линии из двух витков

П	П1 (И1–ИЗ)			2 (И4—И	6)	ПЗ (И7–И9)		
t_c , HC	<i>t</i> _{co} , нс	<i>t_{ce}</i> , нс	<i>t</i> _{oc} , нс	<i>t</i> ₀₀ , нс	<i>toe</i> , нс	t_{ec} , HC t_{eo} , HC		<i>t_{ee}</i> , нс
0	0,46	1,39	2,15	2,61	3,54	4,3	4,77	5,69

Из вышеописанного следует, что для полного разложения сигнала, пришедшего с выхода витка 1, в витке 2 нужно, чтобы задержка каждого из основных импульсов трех последовательностей (кроме *И*1) в линии была больше суммы задержки предыдущего импульса и длительности СКИ, иначе импульсы будут накладываться друг на друга. Это можно обеспечить при выполнении следующих условий:

$$t_{co} \ge t_{\rm CKH},\tag{3.11}$$

$$t_{ce} \ge t_{co} + t_{\rm CKH}, \tag{3.12}$$

$$t_{oo} \ge t_{oc} + t_{\rm CKH}, \tag{3.13}$$

$$t_{oe} \ge t_{oo} + t_{\rm CKH}, \tag{3.14}$$

$$t_{eo} \ge t_{ec} + t_{\rm CKH},\tag{3.15}$$

$$t_{ee} \ge t_{eo} + t_{\rm CKH}, \tag{3.16}$$

где *t*_{СКИ} – сумма длительностей фронта, спада и плоской вершины СКИ.

Зная, как определяются задержки каждого из основных импульсов трех последовательностей (t_c , t_{co} , ..., t_{ee}), после алгебраических преобразований условия (3.11), (3.13) и (3.15) приведем к одинаковому виду

$$2l_2\tau_{o2} \ge t_{\rm CKH},\tag{3.17}$$

а условия (3.12), (3.14) и (3.16) – к одинаковому виду

$$2l_2 |\tau_{e2} - \tau_{o2}| \ge t_{\rm CKH}.$$
 (3.18)

Тогда для исключения наложения основного сигнала на импульс перекрестной наводки в каждой последовательности импульсов $\Pi 1 - \Pi 3$ на рисунке 3.22 достаточно выполнить условие (3.17), а для разложения основного сигнала на импульсы нечетной и четной мод – условие (3.18). После подстановки известных значений переменных в условия (3.17) и (3.18) получим соответственно 0,46 нс \geq 0,2 нс и 0,93 нс \geq 0,2 нс. То есть оба условия выполняются с запасом.

Важно отметить, что импульс ИЗ может накладываться на И4, а И6 – на И7, например, при воздействии СКИ с большей длительностью или при большей длине витка 2. Для исключения этого необходимо дополнительно выполнить условия

$$t_{oc} \ge t_{ce} + t_{\rm CKH}, \tag{3.19}$$

$$t_{ec} \ge t_{oe} + t_{\text{CKH}}.\tag{3.20}$$

После простых преобразований условие (3.19) примет вид

$$2l_1\tau_{o1} - 2l_2\tau_{e2} \ge t_{\rm CKH}, \tag{3.21}$$

а условие (3.20) примет вид

$$2l_1(\tau_{e1} - \tau_{o1}) - 2l_2\tau_{e2} \ge t_{\rm CKH}.$$
(3.22)

После подстановки известных значений переменных в условия (3.21) и (3.22) получим соответственно 0,76 нс $\ge 0,2$ нс и 0,76 нс $\ge 0,2$ нс. То есть оба условия выполняются с запасом. Отметим, что значения левых частей выражений (3.21) и (3.22) одинаковые, поскольку в витке 1 выполняется условие (3.6), при котором максимальное из значений погонных задержек четной и нечетной мод витка 1 равно удвоенному минимальному из них.

Для подтверждения условий (3.17), (3.18), (3.21) и (3.22) показательно рассмотреть случай, когда они не выполняются. Пусть не выполняется условие (3.17), например за счет уменьшения l_2 . На рисунке 3.23 представлены формы сигнала на выходе меандровой МПЛ из двух витков при $l_2 = 10$ мм и 5 мм. При $l_2 = 10$ мм условие (3.17) не выполняется (0,18 нс $\leq 0,2$ нс), как и при $l_2 = 5$ мм (0,093 нс $\leq 0,2$ нс).



Рисунок 3.23 – Формы сигнала на выходе меандровой линии из двух витков при $l_2 = 10$ мм (*a*), 5 мм (*б*)

Из форм сигнала на рисунке 3.23 видно, что при уменьшении l_2 до 10 мм фронты импульсов нечетной моды (И2, И5, И8 на рисунке 3.23,*a*) начинают накладываться на спады импульсов перекрестной наводки (И1, И4, И7 на рисунке 3.23,*a*). Амплитуда сигнала на выходе линии при $l_2=10$ мм не превышает 94 мВ, по-

скольку по-прежнему определяется амплитудой импульса И3. Однако при $l_2=5$ мм (рисунок 3.23, δ) амплитуда сигнала на выходе линии уже составляет 0,171 В.

Рассмотрим случай, когда не выполняется условие (3.18), например за счет уменьшения значения ε_{r2} до 5 (при $l_2 = 25$ мм), тогда 0,12 нс \leq 0,2 нс. На рисунке 3.24 показана форма сигнала для этого случая.



Рисунок 3.24 — Форма сигнала на выходе меандровой линии из двух витков при $\varepsilon_{r2} = 5$

Видно, что основные импульсы трех последовательностей не раскладываются на импульсы нечетной (*И*2, *И*5, *И*8) и четной (*И*3, *И*6, *И*9) мод. При этом амплитуда сигнала составляет 0,180 В.

Наконец, рассмотрим случай, когда не выполняются условия (3.21) и (3.22), например за счет увеличения l_2 до 35 мм и $t_{\rm CKH}$ до 0,3 нс. Форма сигнала на выходе меандровой МПЛ из двух витков при $l_2 = 35$ мм и $t_{\rm CKH} = 0,3$ нс представлена на рисунке 3.25.

Как видно, импульс четной моды первой последовательности (ИЗ) накладывается на импульс перекрестной наводки второй последовательности (И4), а импульс четной моды второй последовательности (И6) накладывается на импульс перекрестной наводки второй последовательности (И7). Амплитуда сигнала на выходе линии составляет 0,168 В. В результате подстановки значений переменных в выражения (3.21) и (3.22) получим для каждого 1,21 нс \leq 0,2 нс (с одинаковой левой частью) за счет того, что в витке 1 выполняется условие (3.6). Необходимо отметить, что для обеспечения большой разности задержек требуются довольно высокие значения относительной диэлектрической проницаемости материала основы. Решением этой проблемы может стать применение технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC), которая позволит обеспечить высокую разность задержек мод и компактность устройства.



Рисунок 3.25 – Форма сигнала в конце меандровой линии из двух витков при $l_2 = 35$ мм и $t_{CKH} = 0,3$ нс

Таким образом, в результате выполнения условий (3.6) в витке 1 и (3.10) в витке 2 меандровой МПЛ получено ослабление СКИ на ее выходе в 5,2 раза. Дополнительно сформулирован ряд условий, обеспечивающих разложение каждого из последовательности импульсов с выхода витка 1 в витке 2, а также позволяющих исключить наложение импульсов четной моды из каждой последовательности на импульс перекрестной наводки следующей последовательности. Необходимо отметить, что оптимальные параметры, при которых обеспечиваются условия разложения, трудно реализовать на практике. Однако выполнение соответствующих условий в витках 1 и 2 возможно за счет выбора других значений параметров поперечного сечения. Например, это может быть оптимизация с использованием генетических алгоритмов, в которых имеется возможность задать необходимый диапазон оптимизируемых параметров. Представленные результаты позволяют утверждать, что при выполнении соответствующих условий за счёт выбора параметров витков 1 и 2 можно минимизировать амплитуду

СКИ в меандровой МПЛ из двух витков за счет его разложения на 3 импульса в витке 1, а затем каждого из них еще на 3 импульса в витке 2.

3.6 Меандровая микрополосковая линия из трех витков

Теперь рассмотрим МЛ из трех витков. В ней СКИ может раскладываться уже на 27 импульсов меньшей амплитуды. Для этого, как и в линии из двух витков, нужно, чтобы задержка импульса (кроме первого) была больше суммы задержки предыдущего импульса и длительности СКИ.

Сначала определим задержки каждого из 27 основных импульсов разложения таким же способом, как в подразделе 3.5: $t_{H2} = 2l_3\tau_{o3}, t_{H3} = 2l_3\tau_{e3}, t_{H4} = 2l_2\tau_{o2}, t_{H5} = 2l_2\tau_{o2} + 2l_3\tau_{o3}, \dots, t_{H26} = 2l_1\tau_{e1} + 2l_2\tau_{e2} + 2l_3\tau_{o3}, t_{H27} = 2l_1\tau_{e1} + 2l_2\tau_{e2} + 2l_3\tau_{e3}.$

Зная, как определяются задержки каждого из 27 основных импульсов, сформулируем условия полного разложения СКИ в меандровой МПЛ из трех витков:

$$2l_3 \tau_{o3} \ge t_{\rm CKH}, \tag{3.23}$$

$$2l_3\tau_{e3} \ge 2l_3\tau_{o3} + t_{\rm CKH}, \tag{3.24}$$

$$2l_2\tau_{o2} \ge 2l_3\tau_{e3} + t_{\rm CKH}, \tag{3.25}$$

$$2l_2\tau_{e2} \ge 2l_2\tau_{o2} + 2l_3\tau_{e3} + t_{\rm CKH}, \qquad (3.26)$$

$$2l_1\tau_{o1} \ge 2l_2\tau_{e2} + 2l_3\tau_{e3} + t_{\rm CKH}, \qquad (3.27)$$

$$2l_1\tau_{e1} \ge 2l_1\tau_{o1} + 2l_2\tau_{e2} + 2l_3\tau_{e3} + t_{\rm CKH}.$$
(3.28)

Выполним проверку условий (3.23)–(3.28) на основе квазистатического моделирования. Витки 1–3 имеют одинаковое поперечное сечение, такое же, как на рисунке 3.1. Схема соединений линии на основе МПЛ из трех витков показана на рисунке 3.26. Начало витка 1 соединено с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением *R*1. Конец витка 1 соединен последовательно с началом витка 2, конец витка 2 – с началом витка 3, а конец витка 3 – с нагрузкой, представленной на схеме сопротивлением R2. Для минимизации отражений от концов линии сопротивления окончаний (R1 и R2) приняты равными значению $(Z_e Z_o)^{0,5}$ для витков 1 и 3 соответственно. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, фронта и спада – по 50 пс.



Рисунок 3.26 – Схема соединений линии из трёх витков

Для демонстрации возможности разложения СКИ на 27 импульсов за счёт обеспечения условий (3.23)–(3.28) выполнена оптимизация геометрических параметров поперечного сечения витков 1–3 эвристическим поиском. Получены следующие оптимальные (но неприменимые на практике) параметры витков: $w_1 = 100$ мкм, $t_1 = 160$ мкм, $s_1 = 20$ мкм, $h_1 = 200$ мкм, $\varepsilon_{r1} = 480$, $l_1 = 100$ мкм, $t_2 = 600$ мкм, $t_2 = 600$ мкм, $s_2 = 20,3$ мкм, $h_2 = 200$ мкм, $\varepsilon_{r2} = 120$, $l_2 = 60$ мм; $w_3 = w_2$, $t_3 = t_2$, $s_3 = s_2$, $h_3 = h_2$, $\varepsilon_{r3} = \varepsilon_{r2}$, $l_3 = 15$ мм.

Вычислены погонные задержки четной и нечетной мод витков 1–3: $\tau_{e1} = 47,88$ нс/м, $\tau_{o1} = 23,94$ нс/м, $\tau_{e2} = \tau_{e3} = 27,88$ нс/м, $\tau_{o2} = \tau_{o3} = 9,29$ нс/м. При подстановке известных параметров в условия (3.23)–(3.28) они выполняются. Вычисленная форма сигнала на выходе меандровой МПЛ из трех витков с оптимальными параметрами представлена на рисунке 3.27.

Видно, что СКИ на выходе линии представлен последовательностью из 27 основных импульсов с амплитудой, не превышающей 0,062 В.



Также на выходе линии присутствуют импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками и концами линии. Ослабление СКИ в такой линии составило 8,1 раза (относительно E/2).

3.7 Меандровая микрополосковая линия из произвольного числа витков

Наконец, рассмотрим МЛ на основе МПЛ из произвольного количества витков. Условия для 1-3 витков меандровой МПЛ имеют ряд сходств, которые следует отметить. В выражениях (3.1), (3.17) и (3.23) задержка нечетной моды в последнем витке устройства должна быть не меньше общей длительности СКИ; в выражениях (3.3), (3.18) и (3.24) задержка четной моды последнего витка должна быть не меньше суммы задержки нечетной моды этого же витка и общей длительности импульса; в выражениях (3.21) и (3.25) задержка нечетной моды предпоследнего витка должна быть не меньше суммы задержки четной моды последнего витка и общей длительности СКИ; в выражениях (3.22) и (3.26) задержка четной моды предпоследнего витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды предпоследнего витка, четной моды последнего витка и общей длительности СКИ; в выражении (3.27) задержка нечетной моды первого витка должна быть не меньше суммы задержек четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ; в выражении (3.28) задержка четной моды первого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды первого витка, четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ. Таким образом, выражения (3.1), (3.17), (3.23), (3.21), (3.25), (3.27) определяют задержки нечетных мод витков, а условия (3.3), (3.18), (3.24), (3.22), (3.26), (3.28) – их четных мод.

Исходя из этого, для полного разложения СКИ в линии на основе МПЛ из произвольного количества витков задержка нечетной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек четных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ, а задержка четной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетной моды каждого витка, четных мод всех последующих витков и общей длительности входного импульса. Теперь сформулируем условия разложения СКИ в линии из произвольного количества витков *N*:

$$2l_n \tau_{on} \ge \sum_{i=n+1}^{N} 2l_i \tau_{ei} + t_{\text{CKH}}, \quad n = 1, ..., N,$$
(3.29)

$$2l_n \tau_{en} \ge 2l_n \tau_{on} + \sum_{i=n+1}^N 2l_i \tau_{ei} + t_{\Sigma}, \ n = 1, ..., N,$$
(3.30)

где N – количество витков в линии. Так, при подстановке вместо n поочередно количества витков от 1 до N получаем условия разложения СКИ в меандровой МПЛ, состоящей из N витков. Отметим, что при N = 2 и после алгебраических преобразований (3.29) и (3.30) получены выражения (3.17)–(3.22), а при N = 3 – выражения (3.23)–(3.28).

Выполним проверку условий (3.29) и (3.30) на примере квазистатического моделирования меандровых МПЛ из четырех и пяти витков, длины которых приведены в таблице 3.6.

N=4				N = 5				
<i>l</i> ₁ , MM <i>l</i> ₂ , MM <i>l</i> ₃ , MM <i>l</i> ₄ , MM			<i>l</i> ₁ , мм	<i>l</i> ₂ , мм	<i>l</i> ₃ , мм	<i>l</i> 4, мм	<i>l</i> 5, мм	
728	320	152	50	2450	1080	510	140	50

Таблица 3.6 – Длины витков линии при *N* = 4 и 5

Для минимизации отражений от концов линий внутреннее сопротивление источника э.д.с. принято равным среднему геометри-
ческому волновых сопротивлений четной и нечетной мод первого каскада, а нагрузки – последнего.

Поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 3.1. Их параметры получены эвристическим поиском по критерию выполнения условий (3.29) и (3.30) для N = 4 и 5. Вычисленные оптимальные параметры линии при N = 4: $w_1 = 100$ мкм, $t_1 = 160$ мкм, $t_2 = t_3 = t_4 = 600$ MKM, $w_2 = w_3 = w_4 = 400$ MKM, $s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = 20$ MKM, $h_1 = h_2 = h_3 = h_4 = 200$ MKM, $\varepsilon_{r1} = 800$, $\varepsilon_{r2} = 100$ = 440, ε_{r3} = 110, ε_{r4} = 50. Вычисленные оптимальные параметры линии для N = 5: $w_1 = 100$ мкм, $w_2 = w_3 = w_4 = w_5 = 400$ мкм, $t_1 = 160$ MKM, $t_2 = t_3 = t_4 = t_5 = 600$ MKM, $s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = s_5 = 20$ MKM, $h_1 = h_2 = h_3 = h_4 = h_5 = 200$ MKM, $\epsilon_{r1} = 800$, $\epsilon_{r2} = 440$, $\epsilon_{r3} = 110$, $\epsilon_{r4} = \epsilon_{r5} = 50$. Погонные задержки четной и нечетной мод меандровой МПЛ из четырех витков: $\tau_{e1} = 61,77$ нс/м, $\tau_{e2} = 53,24$ нс/м, $\tau_{e3} = 26,69 \text{ Hc/m}, \ \tau_{e4} = 24,97 \text{ Hc/m}, \ \tau_{o1} = 30,89 \text{ Hc/m}, \ \tau_{o2} = 16,91 \text{ Hc/m},$ $\tau_{o3} = 8,91$ нс/м, $\tau_{o4} = 7,27$ нс/м. Вычисленные формы напряжения на выходе линии из 4 и 5 витков показаны на рисунке 3.28.

Амплитуда напряжения на выходе линии при N = 4 не превышает 0,025 B, а при N = 5 - 0,015 B. В конце каждой линии присутствует множество разнополярных импульсов, вызванных отражениями от концов линий и стыков между проводниками витков. В результате максимальное ослабление СКИ (относительно *E*/2) в конце линии при N = 4 составило 19,9 раза, а при N = 5 - 33,16 раза.

Таким образом, получены универсальные условия, при которых происходит полное разложение СКИ в многокаскадных меандровых линиях на основе МПЛ из произвольного количества витков N. Выполнена проверка этих условий на примере линий из 2–5 витков. Показано, что можно ослабить СКИ на выходе линии при N = 2 в 5,2 раза, при N = 3 в 8,1 раза, при N = 4 в 19,9 раза, а при N = 5 в 33,16 раза.



Рисунок 3.28 – Формы напряжения на выходе меандровой линии из 4 (a) и 5 (б) витков

Отметим, что параметры поперечных сечений витков получены эвристическим поиском по критерию выполнения сформулированных условий без учета реальных геометрических параметров, которые необходимо использовать при проектировании защитных устройств.

3.8 Аналитическое вычисление временного отклика и условия выравнивания амплитуд его составляющих

3.8.1 Теоретические основы подхода

Вычисление временного отклика может быть весьма затратным, например, при многовариантном моделировании устройства в диапазоне длительностей воздействия или при параметрической оптимизации. Виток МЛ является частным случаем пары связанных линий, закороченных на дальнем конце. Поэтому для него могут быть получены простые модели в замкнутом виде для быстрого анализа, без вычисления отклика как такового. Насколько известно авторам, к настоящему времени нет таких моделей. Это ограничивает получение аналитических оценок для важных приложений МЛ, например в качестве устройств защиты от кондуктивных воздействий. Однако можно предположить, что подходы и методы, представленные в [87-89], могут быть эффективно использованы для заполнения этих пробелов. В частности, модели из [89] успешно модифицированы в [93] для сложных структур, но могут использоваться и для витка МЛ, что позволит автоматизировать синтез оптимальных МЛ.

На рисунке 3.29 показана схема соединений исследуемого витка МЛ, где прямоугольником обозначен отрезок регулярной связанной линии. Он состоит из одного опорного и двух параллельных ему сигнальных проводников длиной l, соединенных на дальнем конце. Один из сигнальных проводников соединен с источником э.д.с. E с внутренним адмиттансом Y_0 , а другой – с нагрузкой Y_0 .

75

Поскольку сигнал в конце витка МЛ представлен последовательностью составляющих, то сначала нужно найти их амплитуды в аналитическом виде.



Рисунок 3.29 – Схема соединений витка меандровой линии

Для этого удобно использовать модели отрезка симметричной связанной линии передачи, полученные на основе моделей одиночной линии с адмиттансом Y_1 и задержкой τ_1 (рисунок 3.30) [89].



Рисунок 3.30 – Эквивалентная схема одиночного отрезка линии передачи с окончаниями

Для ясности изложения представим эти модели. Компоненты отклика для дальнего (учитывающие проходящую волну $V_0(t)$) и ближнего (учитывающие отражение от начала $V'_1(t)$ и конца $V''_1(t)$ отрезка линии) концов определяются следующими выражениями:

$$V_{0}(t) = \frac{2Y_{0}}{Y_{0} + Y_{1}} \frac{2Y_{1}}{Y_{1} + Y_{2}} V_{in}(t - \tau_{1});$$

$$V_{1}'(t) = \frac{Y_{0} - Y_{1}}{Y_{0} + Y_{1}} V_{in}(t);$$

$$V_{1}''(t) = \frac{2Y_{0}}{Y_{0} + Y_{1}} \frac{2Y_{1}}{Y_{0} + Y_{1}} \frac{Y_{1} - Y_{2}}{Y_{2} + Y_{1}} V_{in}(t - 2\tau_{1}),$$
(3.31)

где $V_{in}(t) = E(t)/2$.

Когда задано четное или нечетное число отражений k_{ref} , можно вычислить отклик на дальнем (с учетом компонентов, испытавших четное число отражений) или ближнем (с учетом компонентов, испытавших нечетное число отражений) конце линии по формулам

$$V_{T}(t) = V_{0}(t) + \sum_{k=1}^{k_{ref}/2} V_{outK}(t);$$

$$V_{R}(t) = V_{1}'(t) + V_{1}''(t) + \sum_{k=1}^{(k_{ref}-1)/2} V_{refK}(t),$$
(3.32)

где

$$V_{outK}(t) = \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_1 + Y_2} V_{in} \left(t - (2k+1)\tau_1 \right) \prod_{i=1}^k \frac{Y_1 - Y_2}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_0}{Y_0 + Y_1};$$

$$V_{refK}(t) = \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_1} \frac{2Y_1}{Y_0 + Y_1} \frac{Y_1 - Y_2}{Y_1 + Y_2} V_{in} \left(t - 2(k+1)\tau_1 \right) \prod_{i=1}^k \frac{Y_1 - Y_2}{Y_1 + Y_2} \frac{Y_1 - Y_0}{Y_0 + Y_1};$$

Выражения (3.32) для одиночной линии применимы для симметричной (в поперечном сечении и по нагрузкам) связанной линии, если записать их отдельно, заменив индекс «1» в Y_1 и τ_1 на индексы «*e*» и «*o*» для четной и нечетной мод соответственно. Эти компоненты отклика позволяют получить отклик в узлах связанной линии:

$$V_{1}(t) = \frac{1}{2} \Big[V_{R}^{e}(t) + V_{R}^{o}(t) \Big]; \quad V_{2}(t) = \frac{1}{2} \Big[V_{R}^{e}(t) - V_{R}^{o}(t) \Big]; \quad (3.33)$$
$$V_{3}(t) = \frac{1}{2} \Big[V_{T}^{e}(t) + V_{T}^{o}(t) \Big]; \quad V_{4}(t) = \frac{1}{2} \Big[V_{T}^{e}(t) - V_{T}^{o}(t) \Big],$$

где $V_1(t)$ и $V_3(t)$ – отклики в начале и конце активного проводника; $V_2(t)$ и $V_4(t)$ – отклики в начале и конце пассивного проводника.

3.8.2 Модели для вычисления временного отклика

Структура на рисунке 3.29 -это связанная линия с проводниками без окончаний и закороченных на дальнем конце. Поэтому на дальнем конце (на рисунке 3.30 и в выражениях (3.32)) $Y_2 = \infty$ для нечетной моды и $Y_2 = 0$ для четной. Тогда выражения (3.32) для каждой моды упростятся. Используя соотношения (3.33), получим окончательно формулы для отклика в узлах V1, V2, V3:

$$V_{1}(t) = \frac{V_{in}(t)}{2} \left(\frac{Y_{0} - Y_{e}}{Y_{0} + Y_{e}} + \frac{Y_{0} - Y_{o}}{Y_{0} + Y_{o}} \right) +$$

$$+ 2Y_{0} \left(\frac{Y_{e}V_{in}(t - 2l\tau_{e})}{(Y_{e} + Y_{0})^{2}} - \frac{Y_{o}V_{in}(t - 2l\tau_{o})}{(Y_{o} + Y_{0})^{2}} \right) +$$

$$+ 2Y_{e}Y_{0} \sum_{i=2}^{k_{ref}} (-1)^{i+1}V_{in}(t - 2l\tau_{e}i)(Y_{e} + Y_{0})^{-(1+i)}(Y_{0} - Y_{e})^{i-1} -$$

$$-2Y_{o}Y_{0} \sum_{i=2}^{k_{ref}} V_{in}(t - 2l\tau_{o}i)(Y_{o} + Y_{0})^{-(1+i)}(Y_{0} - Y_{o})^{i-1}; \quad (3.34)$$

$$V_{2}(t) = \frac{V_{in}(t)}{2} \left(\frac{Y_{0} - Y_{e}}{Y_{0} + Y_{e}} - \frac{Y_{0} - Y_{o}}{Y_{0} + Y_{o}} \right) +$$

$$+ 2Y_{0} \left(\frac{Y_{e}V_{in}(t - 2l\tau_{e}i)}{(Y_{e} + Y_{0})^{2}} + \frac{Y_{o}V_{in}(t - 2l\tau_{o}i)}{(Y_{o} + Y_{0})^{2}} \right) +$$

$$+ 2Y_{o}Y_{0} \sum_{i=2}^{k_{ref}} (-1)^{i+1}V_{in}(t - 2l\tau_{e}i)(Y_{e} + Y_{0})^{-(1+i)}(Y_{0} - Y_{e})^{i-1} +$$

$$+ 2Y_{o}Y_{0} \sum_{i=2}^{k_{ref}} V_{in}(t - 2l\tau_{o}i)(Y_{o} + Y_{0})^{-(1+i)}(Y_{0} - Y_{o})^{i-1}; \quad (3.35)$$

$$V_{3}(t) = \frac{2Y_{0}V_{in}(t - l\tau_{e})}{Y_{e} + Y_{0}} +$$

$$+ 2Y_{0} \sum_{i=2}^{k_{ref}} (-1)^{i+1}V_{in}(t - l\tau_{e}(2i - 1))(Y_{e} + Y_{0})^{-i}(Y_{0} - Y_{e})^{i-1}. \quad (3.36)$$

Для проверки выражений (3.34)–(3.36) вычислены временные отклики в узлах V1, V2, V3 на импульсное воздействие в системе TALGAT в частотной области (рисунок 3.31). Параметры поперечного сечения витка, источника и нагрузки взяты из подраздела 2.1. Полученные формы сигналов полностью совпали.



Рисунок 3.31 – Формы напряжения в узлах V1 (*a*), V2 (б), V3 (в) схемы на рисунке 3.29, вычисленные по формулам (3.34)–(3.36) (- -) и в системе TALGAT (—)

3.8.3 Условия выравнивания амплитуд составляющих временного отклика

Найдем условия выравнивания амплитуд составляющих временного отклика на выходе витка МЛ. Модель (3.35) пригодна для воздействия произвольной формы, но для определенности рассмотрим воздействие СКИ. Для выравнивания амплитуд импульсов разложения (исходного СКИ) на выходе витка МЛ сначала необходимо определить нормированные амплитуды каждой составляющей временного отклика. Из формулы (3.35) легко получить аналитические выражения, определяющие амплитуды первого (перекрестной наводки V_c), второго (нечетной моды V_o) и третьего (четной моды V_e) импульсов:

$$V_{c} = \frac{Y_{0}(Y_{o} - Y_{e})}{(Y_{o} + Y_{0})(Y_{e} + Y_{0})}; \quad V_{o} = \frac{2Y_{0}Y_{o}}{(Y_{o} + Y_{0})^{2}}; \quad V_{e} = \frac{2Y_{0}Y_{e}}{(Y_{e} + Y_{0})^{2}}.$$
 (3.37)

Далее можно сформулировать условия выравнивания амплитуд импульсов и вывести окончательные выражения.

Выравнивание амплитуд двух импульсов. Если погонные задержки четной и нечетной мод линии одинаковы (например, при однородном диэлектрическом заполнении), то в конце линии наблюдаются только два импульса: наводки и основного сигнала. Амплитуда второго импульса определяется как сумма амплитуд четной и нечетной мод линии. Тогда из условия равенства амплитуд первого и второго импульсов $V_c = V_o + V_e$ с учетом формул (3.37) получим

$$\frac{Y_o + 3Y_e}{Y_0} + \frac{3Y_0 + Y_e}{Y_o} + \frac{Y_0 - Y_o}{Y_e} = -8.$$
 (3.38)

Рассмотрим частный случай минимизации отражений сигнала от концов проводников, когда $Y_0 = \sqrt{Y_e Y_o}$. После подстановки параметра $k = \sqrt{(Y_o/Y_e)}$, имеющего физический смысл коэффициента связи, получим уравнение 4-й степени

$$k^4 - 2k^3 - 8k^2 - 6k - 1 = 0.$$

Решение уравнения имеет один физический корень $k = \sqrt{5} + 2 \approx 4,236$, который определяет нормированную к амплитуде $V_{in}(t)$ амплитуду напряжения на выходе витка МЛ: $(k-1)/(k+1) = (\sqrt{5}-1)/2 \approx 0,618.$

Для проверки полученных аналитических моделей и оценок вычислены матрицы погонных параметров и временные отклики в узлах V1 и V2 на импульсное воздействие в системе TALGAT. Параметры воздействия, поперечного сечения МЛ в воздухе, генератора и нагрузки взяты из подраздела 2.1. Рассчитаны матрицы:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 153,16 & -136,99 \\ -136,99 & 153,16 \end{bmatrix} \Pi \Phi/\mathsf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 363,35 & 325,00 \\ 325,00 & 363,35 \end{bmatrix} \mathsf{H}\Gamma\mathsf{H}/\mathsf{M}, \\ \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 108,93 & 97,43 \\ 97,43 & 108,93 \end{bmatrix} \mathsf{O}\mathsf{M}.$$

Вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии ($Z_o = 11,50$ Ом, $Z_e = 206,36$ Ом) как разность и сумма по строке матрицы **Z**, обеспечивающие условие $k = \sqrt{Z_e/Z_o} \approx 4,236$. На рисунке 3.32 представлены формы напряжений в узлах V1 и V2. Первые два импульса в конце витка имеют одинаковые амплитуды, составляющие около 61,8 % от амплитуды $V_{in}(t)$.



Рисунок 3.32 — Формы напряжения в узлах V1 (—) и V2 (—) витка меандровой линии в воздухе при $k \approx 4,236$

Выравнивание амплитуд трех импульсов. Если погонные задержки четной и нечетной мод линии различны (в неоднородном диэлектрическом заполнении), то их импульсы можно разнести по времени. Тогда, приравняв их амплитуды $V_o = V_e$ (3.37), получим

$$Y_0 = \sqrt{Y_e Y_o}.\tag{3.39}$$

Из условия равенства амплитуд первого и второго импульсов $V_c = V_o$ найдем

$$\frac{Y_0 - 3Y_e}{Y_o} + \frac{Y_e}{Y_o} = 1.$$
(3.40)

Учитывая равенство (3.39), при подстановке $k = \sqrt{Y_o/Y_e}$ получим кубическое уравнение

$$k^3 - k^2 - 3k - 1 = 0,$$

имеющее один физический корень $k = \sqrt{2} + 1 \approx 2,414$, который определяет нормированную амплитуду напряжения на выходе витка: $(k-1)/(k+1) = (\sqrt{2}-1) \approx 0,414$. Для проверки параметры воздействия, поперечного сечения меандровой МПЛ, источника и нагрузки взяты из подраздела 3.1. Матрицы С и L структуры такие же, как в подразделе 3.1, а вычисленная из них матрица

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 50,55 & 35,73 \\ 35,73 & 50,55 \end{bmatrix} \mathbf{O}\mathbf{M}.$$

Из матрицы Z рассчитаны волновые сопротивления нечетной и четной мод линии ($Z_o = 14,82$ Ом, $Z_e = 86,28$ Ом), которые дают $k = \sqrt{Z_e/Z_o} \approx 2,413$, что очень близко к $\sqrt{2} + 1 \approx 2,414$. На рисунке 3.33 представлены формы напряжения в узлах V1 и V2. Первые три импульса в конце витка имеют одинаковую амплитуду, составляющую около 41,4 % от амплитуды $V_{in}(t)$.



Дополнительное уменьшение амплитуд трех импульсов. Для дополнительного уменьшения амплитуды СКИ на выходе витка МЛ сначала нужно обеспечить равенство моментов прихода импульса поздней моды (третий импульс на рисунке $3.31, \delta$) и отраженного от начала линии импульса ранней моды отрицательной полярности (четвертый импульс на рисунке $3.31, \delta$). Для этого нужно обеспечить условие (3.6), в котором τ_{max} и τ_{min} – погонные задержки поздней и ранней мод. Пусть для определенности они будут погонными задержками четной τ_e и нечетной τ_o мод, хотя может быть и наоборот.

Определим амплитуду четвертого импульса разложения (отраженного импульса нечетной моды V_{Ro}) на выходе МЛ (см. рисунок 3.31, δ), нормированную относительно амплитуды $V_{in}(t)$:

$$V_{Ro} = -\frac{2Y_o Y_0 (Y_o - Y_0)}{(Y_o + Y_0)^3}.$$
 (3.41)

Приравняв V_c и V_o (3.37), получим

$$Y_0 = \frac{Y_o \left(Y_o - 3Y_e\right)}{Y_o + Y_e}.$$
 (3.42)

Приравняв V_o и $V_e + V_{Ro}$ (см. формулы (3.37) и (3.41)), получим

$$\frac{Y_e}{\left(Y_e + Y_0\right)^2} = \frac{2Y_o}{\left(Y_o + Y_0\right)^3}.$$
 (3.43)

Подставив выражение (3.42) в (3.43), получим уравнение

$$Y_e^2 - Y_o^2 + 4Y_o Y_e = 0, (3.44)$$

имеющее два физических корня:

$$Y_o/Y_e = \sqrt{5} + 2 \approx 4,236,$$
 (3.45)

$$Y_o/Y_e = \sqrt{5} - 2 \approx 0,236.$$
 (3.46)

Отметим, что второй корень обратен первому, что означает взаимозамену значений Y_o и Y_e в (3.45) или (3.46), поэтому далее

для определенности используем первый корень. Выразив Y_o из (3.45) и подставив в (3.42), получим

$$Y_o = Y_e. \tag{3.47}$$

Таким образом, при выполнении отношения (3.45) достаточно выполнить равенство (3.47) вместо (3.42).

Рассмотрим случай, когда условия (3.45) и (3.47) выполняются, так что $V_c = V_o = V_e + V_{Ro}$. Тогда вычислить нормированную амплитуду первых трех импульсов можно, например, по второму выражению из (3.37) после подстановки в него равенства (3.42) с учетом (3.45):

$$V_o = \left(\sqrt{5} - 1\right) / 4 \approx 0,309.$$
 (3.48)

Таким образом, при выполнении условий (3.6), (3.45) и (3.48) амплитуда первых трех импульсов на выходе линии должна составлять 30,9 % от амплитуды $V_{in}(t)$. Чтобы проверить это, вычислен временной отклик в узле V2 на воздействие СКИ в системе TALGAT. Параметры поперечного сечения выбраны такими же, как в подразделе 3.2, поскольку они практически обеспечивают выполнение условия (3.6) и равенство амплитуд первых трех импульсов. Матрицы C и L структуры такие же, как в подразделе 3.2, а вычисленная из них матрица

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 14,575 & 9,027 \\ 9,027 & 14,575 \end{bmatrix} \mathbf{O}_{\mathbf{M}}.$$

Квадратный корень собственных значений произведения матриц С и L дает погонные задержки четной ($\tau_e = 16,608$ нс/м) и нечетной ($\tau_o = 8,307$ нс/м) мод. Тогда $2\tau_o = 16,614$ нс/м, что отличается от $\tau_e = 16,608$ нс/м на 0,04 %. Из матрицы Z вычислены волновые сопротивления нечетной и четной мод линии: $Z_o = 5,548$ Ом, $Z_e = 23,603$ Ом. Тогда $Z_e/Z_o = Y_o/Y_e = 4,254$, что отличается от значения (3.45) на 0,423 %. Полученное выше значение $Z_e = 23,603$ Ом отличается от сопротивления 23 Ом, использованного в подразделе 3.2, на 2,555 %. Таким образом, условия (3.6), (3.45) и (3.48) выполняются с достаточной точностью. Рас-

считан отклик численным методом на воздействие СКИ с амплитудой э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 400 пс, фронта и спада по 50 пс. Длина линии l = 45 мм. На рисунке 3.34 показана форма напряжения в узле V2 схемы.



Видно, что сигнал в конце линии представлен последовательностью из трех импульсов с близкими амплитудами: перекрестной наводки (0,156 В), нечетной моды (0,157 В), а также суммы четной моды и отраженной нечетной моды (0,154 В), составляющими 31,2%, 31,4% и 30,8% от амплитуды $V_{in}(t)$ соответственно. Таким образом, полученное аналитически значение амплитуды в конце линии подтверждается моделированием численным методом, а выполнение условий (3.6), (3.45) и (3.48) позволяет выровнять и дополнительно уменьшить амплитуду сигнала.

Отметим, что разработанные модели отличаются от сложных алгоритмических моделей, основанных на численных методах, использованием простых выражений в замкнутой форме. Достоинства моделей по сравнению с анализом численными методами заключаются в точности за счет аналитики и сокращении вычислительных затратах, в том числе вследствие учета заданного числа отражений во временном отклике. Эти модели позволят ускорить проектирование и параметрическую оптимизацию витка МЛ в различных приложениях. Используя предложенные аналитические оценки значений коэффициента связи и уровня напряжения,

85

можно выбрать конструкцию МЛ с учетом имеющихся технологических ограничений, сделав это априори, до анализа и оптимизации.

Полученные модели применимы для анализа других воздействий, например электростатического разряда, затухающей синусоиды или специальных генераторов. Кроме того, актуальным может оказаться их использование для расщепления одиночного импульса генератора на последовательность импульсов, формирования последовательности импульсов с заданными амплитудами и задержками или сигнала заданной формы за счет частичного наложения этих импульсов.

3.8.4 Сравнение временных откликов витка, полученных разными методами

Выполнено сравнение временных откликов витка МЛ на основе МПЛ, полученных посредством аналитической модели (3.35), квазистатического и электродинамического подходов и экспериментально [105].

Для проведения измерений изготовлена печатная плата с макетом витка микрополосковой линии на основе материала Rogers 4003С толщиной 0,508 мм с $\varepsilon_r = 3,38\pm0,05$, tan $\delta = 0,0027$ на частоте 10 ГГц (при $T = 23^{\circ}$ C). Габариты платы 80×80 мм. Перед изготовлением платы выполнена оптимизация поперечного сечения и длины МЛ по критерию разложения СКИ общей длительно-1 нс. В результате получены ширина стью проводников w = 300 мкм, расстояние между проводниками s = 100 мкм. Эти параметры дают значения погонных задержек четной и нечетной мод 5,41 нс/м и 4,81 нс/м соответственно, позволяя разложить в такой линии при длине 1 м СКИ длительностью 1,2 нс (без учета влияния потерь и дисперсии). Для изготовления витка длиной 1 м на плате 80×80 мм его изогнули в несколько неосновных витков. Чтобы минимизировать влияние перекрестных связей, расстояние между неосновными полувитками *s* принято равным 10*w*. Отметим, что соединители для включения линии в измерительный тракт занимают определенную площадь на плате и расположены на расстоянии 6 мм от концов линии. В результате исходный виток изогнут в 19 неосновных полувитков длиной 65,86 мм (без учета изгибов) при общей длине проводника линии 2502,68 мм. На рисунке 3.35 представлен вид изготовленного макета.



Рисунок 3.35 – Макет микрополосковой линии: *а* – вид сверху; *б* – вид сбоку с кабелями

Сначала выполнялось сравнение частотных зависимостей *S*параметров макетов, вычисленных электродинамическим методом посредством программы EMPro компании Keysight Technologies и измеренных векторным анализатором цепей Rohde&Schwarz ZNB 20 с калибровкой TOSM (Through-Open-Short-Match). На рисунках 3.36 и 3.37 представлены полученные результаты в диапазоне до 1 ГГц и 6 ГГц соответственно (с шагом 1 МГц).

Как видно, полоса пропускания по уровню минус 3 дБ в результате измерений составила 106,5 МГц, что на 1 МГц меньше, чем по результатам электродинамического моделирования. Небольшие расхождения между вычисленными и измеренными данными могут быть обусловлены погрешностями измерений или различиями между реальными значениями параметров и теми, которые использовались в расчетах. Таким образом, можно сказать, что результаты измерений хорошо согласуются с результатами моделирования.



Рисунок 3.37 – Вычисленные (—) и измеренные (—) частотные зависимости $|S_{11}|$ (*a*) и $|S_{21}|$ (*б*) в диапазоне до 6 ГГц

Затем измерялся отклик во временной области на экспериментальной установке на базе комбинированного осциллографа С9-11 (рисунок 3.38,*a*). Для фиксации и исключения эмиссий извне линия помещена в TEM-камеру [109]. Осциллограмма воздействия с длительностью импульса 885 пс по уровню половины амплитуды показана на рисунке 3.38, б.



Рисунок 3.38 – Вид экспериментальной установки (*a*) и форма импульса воздействия (б)

На рисунке 3.39 показаны формы напряжения на выходе МЛ, полученные разными способами: вычисленные по модели (3.35), квазистатическим и электродинамическим методами и измеренные. При моделировании квазистатическим методом не учитывались изгибы линии в конце полувитков, которые обеспечивают дополнительные задержку около 115 пс. Электродинамическое моделирование выполнено в программе ЕМРго. Для наглядности в таблице 3.7 приведены амплитуды (V_1 , V_2 , V_3) и задержки (T_1 , T_2 , T_3) импульсов разложения в конце МЛ по уровню половины от максимальной амплитуды. При измерениях учтена задержка (320 пс), вносимая соединителями для включения макета в тракт.

По временным откликам, полученным разными методами, видно, что они хорошо согласуются качественно: отклики состоят из 3 импульсов. Первый импульс является наводкой и приходит к концу линии с задержкой около 1 нс, которая вызвана задержкой в выводах линии для подключения соединителей и в переходных устройствах для её включения в тракт. Все результаты, полученные разными способами, хорошо совпадают по форме сигналов, амплитудам и задержке первого импульса. Это связано с тем, что первый импульс не распространяется вдоль витка, а является перекрестной наводкой на ближнем конце линии. Поэтому отражения, потери и дисперсия практически не оказывают на него влияние. Нужно отметить, что максимальная разность амплитуд составляет всего 7 мВ. Наблюдается разница во времени прихода импульса около 0,2 нс при сравнении электродинамического подхода и измерений, что обусловлено влиянием выводов линии. Изза этого основной сигнал распространяется сначала в одиночном проводнике линии длиной около 23 мм (с задержкой около 115 пс).



Рисунок 3.39 – Формы напряжения на выходе меандровой линии, полученные с помощью измерений (—), модели (3.35) (– ·· –), электродинамическим (– –) и квазистатическим (····) методами

Параметр	<i>V</i> ₁ , мВ	<i>T</i> ₁ , нс	<i>V</i> ₂ , мВ	<i>T</i> ₂ , нс	<i>V</i> 3, мВ	<i>Т</i> ₃ , нс
Аналитика	106	0,85	253	13,6	210	15,19
Квазистатика	105	0,84	245	14,18	186	15,5
Электродинамика	169	1,03	219	14,02	190	15,4
Измерения	171	1,04	198	14,32	222	15,72

Таблица 3.7 – Амплитуды и задержки импульсов разложения в конце меандровой линии

Второй и третий импульсы являются импульсами нечетной и четной мод. Из таблицы 3.7 следует, что каждый последующий подход к получению результатов является более точным, чем предыдущий, поскольку учитывает больше факторов, влияющих на форму сигнала (изгибы линии, отражения, потери и дисперсию). Их влияние приводит к уменьшению амплитуд и увеличению задержек (из-за дисперсии) импульсов. Проведем количественное сравнение параметров импульсов, полученных разными подходами. Для этого вычислим отклонения

$$\delta = \pm 100 \,\% |a - r| / (a + r), \tag{3.49}$$

где *а* – результат, полученный по модели (3.35); *г* – результат, полученный другим методом.

Сначала оценивались отклонения амплитуд и задержек импульсов, полученные аналитическим и квазистатическим методами. Отклонения амплитуд V_2 и V_3 составили около 16 % и 19 %, а отклонения между задержками T_2 и $T_3 - 0,77$ % и 0,17 % соответственно. Выявленные различия объясняются тем, что модель (3.35) разработана для одного витка связанной линии, закороченной на дальнем конце, и не учитывает возникающие из-за сворачивания витка в 19 полувитков перекрестные связи. При этом модель также не учитывает влияние потерь из-за отражений.

Далее оценивались отклонения результатов, полученных аналитическим и электродинамическим методами. Эти отклонения оказались более значительными, чем полученные при квазистатическом подходе. Отклонения амплитуд V_2 и V_3 составили 31,6 % и 18,9 %, а задержек T_2 и $T_3 - 1$ % и 0,42 % соответственно. Столь высокие значения отклонений амплитуд можно объяснить тем, что в электродинамическом подходе учитывалось распространение всех типов волн. Кроме того, учитывались все виды потерь, которые существенно влияют на амплитуды импульсов.

Наконец, оценивались отклонения аналитических и измеренных результатов. Выявленные различия оказались выше, чем при электродинамическом подходе. По сравнению с аналитическим подходом они составили 35,1 % и 21,3 % для амплитуд V_2 и V_3 и 2,57 % и 1,75 % для задержек T_2 и T_3 соответственно. Из-за влияния реальных потерь произошло увеличение времени нарастания и спада импульсов, что привело к росту их задержек и уменьшению амплитуд. На задержки импульсов также мог повлиять недостаточный учет задержек в соединителях.

Таким образом, несмотря на столь существенные различия результатов, полученных с помощью аналитической модели (3.35) и другими методами, можно говорить о приемлемой точности и корректности модели, как минимум, на начальном этапе проектирования устройств для предварительных оценок отклика и ослабления в витке.

3.9 Выводы

Представлены результаты исследования возможности разложения импульсных сигналов в витке МЛ на основе МПЛ. На примере СКИ экспериментально доказана такая возможность. Предложены математические модели для вычисления временного отклика в витке МЛ и выполнена их апробация, в том числе с помощью эксперимента.

На примере витка МЛ на основе МПЛ показано, что СКИ можно разложить на импульсы перекрестной наводки, нечётной и чётной мод. Предложены простые условия, обеспечивающие такое разложение СКИ во временной области. За счёт выбора оптимальной связи между полувитками МЛ обеспечивается выравнивание амплитуд импульсов разложения, а уровень выходного сигнала уменьшается до 40 % от уровня на входе витка. Оценено влияние перемычки между полувитками при моделировании на искажение СКИ на выходе витка. В результате выявлено лишь незначительное (менее 1 %) её влияние на амплитуды и задержки импульсов

мод, обусловленное малым разносом полувитков (23 мкм). Однако в других структурах (например, линиях задержки) перемычка может оказывать более существенное влияние, в основном на задержку.

Показана возможность разложения СКИ с увеличенной длительностью за счёт введения дополнительного условия - равенства максимальной из погонных задержек мод удвоенной минимальной. Примечательно, что это условие в совокупности с параметрической оптимизацией позволяет дополнительно уменьшить амплитуду выходного сигнала (до 32 %). Возможность разложения СКИ в витке на основе МПЛ доказана путем измерений. Выявлена хорошая сходимость при сравнении результатов моделирования и измерений. Ослабление составило 6,3 раза. Измерениями в частотной области установлено, что полезные сигналы с верхней граничной частотой менее 1,1 ГГц распространяются в витке с минимальными искажениями. Выполнен анализ возможности разложения ЭСР в витке МЛ на основе МПЛ. Выявлено, что для ослабления ЭСР достаточно разложения его пикового выброса. Моделирование двумя методами показало хорошую сходимость, а максимальное ослабление ЭСР составило 4,6 раза.

Представлены результаты исследования многокаскадных устройств на основе витка МЛ. Рассмотрены устройства из 2, 3 и *N* витков. Ослабление достигается разложением СКИ сначала в первом витке на последовательность из трёх импульсов, затем каждого из этих импульсов с выхода первого витка на три импульса во втором. Аналогичным образом осуществляется разложение каждого из импульсов с выхода второго витка в третьем и т.д. Для устройств из 2 и 3 витков предложены условия разложения СКИ во временной области, исключающие наложение импульсов разложения в каждой последовательности и наложение крайних импульсов из разных последовательностей друг на друга. На основе анализа условий разложения для 2 и 3 витков получены универсальные условия для *N* витков. Эти условия апробированы на примере МЛ из 4 и 5 витков. Показана возможность ослабления амплитуды СКИ до 33 раз (при N = 5).

Разработаны математические модели для аналитического вычисления отклика витка МЛ с симметричным поперечным сечением и окончаниями витка. Выполнена их проверка средствами численного моделирования. Предложенные модели отличаются от сложных алгоритмических моделей, основанных на численных методах, использованием простых выражений в замкнутой форме. Достоинства моделей по сравнению с численными методами заключаются в точности и гораздо меньших вычислительных затратах, в том числе за счет учета заданного числа отражений во временном отклике. Используя модели, получили условия равенства амплитуд составляющих отклика на выходе витка МЛ для трех случаев разложения импульсного воздействия: на 2 импульса (при равных погонных задержках мод); на 3 импульса (при разных погонных задержках мод); на 3 импульса с уменьшением амплитуды (за счет наложения на импульс поздней моды отраженного импульса ранней моды отрицательной полярности). Проверка условий выполнена численным моделированием. Применяя эти условия, можно добиться равенства амплитуд импульсов, не вычисляя временной отклик, в отличие от того, как это делалось ранее. Кроме того, полученные аналитические оценки значений коэффициента связи и уровня напряжения позволят выбрать конструкцию МЛ с учетом имеющихся технологических ограничений, сделав это априори, до анализа и оптимизации. Наконец, выполнено сравнение временных откликов, найденных с помощью аналитической модели, электродинамическим и квазистатическим методами, а также посредством измерений. В результате выявлено хорошее качественное и приемлемое количественное согласование временных откликов.

Таким образом, полученные результаты подтверждают возможность защиты от кондуктивных воздействий применением простой полосковой структуры – витка МЛ. Отметим, что представленные параметры поперечных сечений структур далеки от технологических возможностей производителей печатных плат. Поэтому для применения таких структур на практике необходим поиск способов их реализации (например, за счёт LTCC-технологии) и сфер их приложения.

4 АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В АСИММЕТРИЧНЫХ ЛИНИЯХ С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

4.1 Виток меандровой линии с лицевой связью

Оценим возможность разложения СКИ за счёт свойств витка МЛ с лицевой связью [110–115].

Вид поперечного сечения асимметричной МЛ с лицевой связью показан на рисунке 4.1, где буквами «О» и «А» обозначены опорный и сигнальные (активные) проводники. Схема соединений исследуемого витка и её параметры такие же, как на рисунке 2.2. Параметры поперечного сечения: w = 1000 мкм, t = 18 мкм, s = 200 мкм, h = 540 мкм, d = 3000 мкм, $\varepsilon_r = 5$.



Рисунок 4.1 – Поперечное сечение витка асимметричной меандровой линии с лицевой связью

Для разложения СКИ на последовательность импульсов в витке МЛ с лицевой связью необходимо выполнить условия (3.1) и (3.3), а для минимизации амплитуды сигнала на выходе витка нужно выровнять их амплитуды оптимизацией связи между проводниками. В структуре на рисунке 4.1 оптимальная связь может быть обеспечена выбором оптимального значения параметра h.

Для доказательства распространения импульсного сигнала без наложения на его фронт и спад перекрестной наводки на ближнем конце вычислим погонные задержки четной и нечетной мод витка. Рассчитаем матрицы С и L для структуры на рисунке 4.1:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 128,89 & -93,5116 \\ -93,5116 & 120,31 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 487,441 & 332,564 \\ 332,564 & 572,637 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Тогда погонные задержки мод рассматриваемой структуры $\tau_e = 5,14$ нс/м, $\tau_o = 6,56$ нс/м. При длительности воздействия 200 пс за счет выбора l = 20 мм можно обеспечить выполнение условия (3.1). На рисунке 4.2 показаны формы сигнала на выходе витка МЛ при l = 15 мм и 20 мм.



Рисунок 4.2 – Формы сигнала на выходе витка меандровой линии с лицевой связью при l = 15 мм (*a*) и 20 мм (*б*)

Как видно на рисунке 4.2,*a*, при невыполнении условия (3.1) наводка накладывается на фронт, что дает ступеньку между ними, уровень которой составляет 0,18 В. Наводка на ближнем конце (рисунок 4.2., δ) уже не влияет на фронт сигнала, так как условие (3.1) выполняется. Как отмечалось выше, необходимо дополнительно выполнить условие (3.3) для разложения основного сигнала на импульсы четной и нечетной мод. Так, при длине витка l = 80 мм правая часть выражения (3.3) составляет 226,6 пс. Таким образом, условие (3.3) выполняется с запасом. На рисунке 4.3 представлена форма сигнала в конце МЛ при выполнении условия (3.3).

Видим, что СКИ на выходе витка раскладывается на три основных импульса. При этом максимальная амплитуда сигнала на выходе линии не превышает 0,202 В. Важно отметить, что между импульсами четной и нечетной мод наблюдается ступенька с амплитудой, не превышающей 12 мВ, а на спаде и фронте второго и третьего импульсов наблюдаются выбросы такой же амплитуды. По существу, эта ступенька возникает из-за распространения дополнительного импульса, так как рассматриваемая структура является асимметричной в поперечном сечении. Для наглядной демонстрации этого длина витка увеличена до 150 мм. Вычисленная форма сигнала при l = 150 мм показана на рисунке 4.4.



с лицевой связью при l = 150 мм

В данном случае СКИ представлен последовательностью из четырех импульсов: наводки (U1), четной моды (U2), дополнительного (U3) и нечетной моды (U4). Определим задержки каждого из них. Поскольку импульс U1 является наводкой, то время его прихода $t_1 = 0$. Задержка импульса четной моды U2 определяется как $t_2 = \tau_e \cdot 2l = 1,54$ нс, задержка импульса нечетной моды U4 - $t_4 = \tau_o \cdot 2l = 1,97$ нс. Задержка дополнительного импульса ИЗ определяется как среднее арифметическое задержек импульсов четной и нечетной мод: $t_3 = (\tau_e \cdot 2l + \tau_o \cdot 2l)/2 = 1,75$ нс. После определения задержек каждого импульса можно сформулировать условия полного разложения СКИ на 4 импульса. Условие (3.1), обеспечивающее приход импульса четной моды после окончания импульса перекрестной наводки, останется прежним. Условие $t_3 \ge t_2 + t_{\rm CKH}$ обеспечивает приход дополнительного импульса по окончанию импульса четной моды, а $t_4 \ge t_3 + t_{\rm CKH}$ – приход импульса. После алгебраических преобразований эти условия примут одинаковый вид

$$l(\tau_o - \tau_e) \ge t_{\text{CKH}}.\tag{4.1}$$

В результате подстановки известных значений в соотношения (3.1) и (4.1) получим 1,54 нс \geq 0,2 нс и 0,21 нс \geq 0,2 нс соответственно. Таким образом, на рисунке 4.4 представлен случай, когда условия (3.1) и (4.1) выполняются и СКИ раскладывается на 4 импульса. Для случая на рисунке 4.3 при подстановке известных значений в соотношения (3.1) и (4.1) получим 0,82 нс \leq 0,2 нс и 0,11 нс \geq 0,2 нс соответственно. Таким образом, условия (3.1) и (4.1) не выполняются и СКИ на рисунке 4.3 раскладывается только на 3 импульса.

Наличие дополнительного импульса дает ресурс для уменьшения амплитуды СКИ. Для этого необходимо выровнять его амплитуду с амплитудами других импульсов, тем самым минимизируя общую амплитуду на выходе витка. Выполнить это представляется возможным за счет параметрической оптимизации структуры.

Перед оптимизацией полезно оценить влияние параметров поперечного сечения витка на амплитуды каждого из четырех импульсов. Исходные параметры выбраны так, чтобы обеспечить выполнение условий (3.1) и (4.1) и исключить наложение импульсов друг на друга при изменении каждого из параметров в заданном диапазоне: w = 500 мкм, t = 200 мкм, s = 25 мкм, h = 750 мкм,

d = 1500 мкм, $\varepsilon_r = 200$, l = 80 мм. Диапазоны параметров выбраны следующими: 100, 200, ..., 1000 мкм для *w*, *t* и *h*; 5, 10, ..., 50 мкм для *s*; 25, 50, ..., 300 для ε_r . На рисунке 4.5 показаны полученные зависимости амплитуд каждого из четырех импульсов от параметров *w*, *t*, *s*, *h* и ε_r .



Рисунок 4.5 – Зависимости амплитуд импульсов И1 (- –), И2 (- -), И3 (—) и И4 (—) на выходе витка меандровой линии с лицевой связью от w (a), t (б), s (в), h (г) и ε_r (d)

Видим, что увеличение значений t и s приводит к одинаковому характеру зависимостей для всех четырех импульсов. При увеличении t амплитуды всех импульсов монотонно уменьшаются, а с ростом s – увеличиваются. Увеличение ε_r не приводит к существенному изменению амплитуд импульсов. Наблюдается лишь незначительный рост амплитуды U4 в диапазоне 25–200. Из зави-

симостей от t, s и ε_r видно, что амплитуда выходного сигнала определяется амплитудой импульса ИЗ. Интерес представляют зависимости на рисунках 4.5, а и г, поскольку увеличение w приводит к увеличению амплитуд импульсов И1, И2 и И4 и уменьшению амплитуды импульса ИЗ, а увеличение $h - \kappa$ увеличению амплитуды импульса ИЗ и уменьшению амплитуд импульсов И1, U2 и U4. Имеются значения w и h, для которых амплитуды всех импульсов практически одинаковы, лишь амплитуда импульса И1 незначительно отличается. Таким образом, минимизация амплитуды на выходе линии возможна в основном за счет выравнивания амплитуд импульсов И2–И4. Используя полученные оценки и учитывая условия (3.1) и (4.1), эвристическим поиском нашли оптимальные параметры витка по критерию минимизации амплитуды напряжения на его выходе: w = 380 мкм, t = 18 мкм, s = 200 мкм, h = 940 мкм, d = 3w, $\varepsilon_r = 20$, l = 150 мм. Форма выходного сигнала для этих значений параметров показана на рисунке 4.6.



Рисунок 4.6 – Форма выходного сигнала в конце витка меандровой линии с оптимальными параметрами

Из формы сигнала видно, что импульсы И2, И3 и И4 имеют одинаковую амплитуду около 0,151 В, которой определяется амплитуда на выходе витка. При этом амплитуда импульса И1 ниже и составляет 0,127 В. Таким образом, максимальное ослабление в

исследуемом витке составило около 3 раз вместо 2,3 раза в витке МПЛ (см. раздел 3).

Возможна ситуация, когда импульсы приходят к концу витка с равными интервалами по времени [116]. Это справедливо, если выполняется условие (3.6). Однако условие (3.6) не учитывает дополнительный импульс, поэтому временные интервалы между четырьмя импульсами на рисунке 4.4 не будут одинаковыми. Для учета дополнительного импульса условие (3.6) примет такой же вид, как условие (3.10).

Рассмотрим случай, когда условие (3.10) выполняется. Для этого определены оптимальные параметры: w = 1000 мкм, t = 136 мкм, s = 5 мкм, h = 1200 мкм, d = 3000 мкм, $\varepsilon_r = 500$, l = 80 м. Вычисленные погонные задержки составили $\tau_e = 19,6$ нс/м, $\tau_o = 58,6$ нс/м. Форма сигнала при выполнении условия (3.10) показана на рисунке 4.7.



с лицевой связью при выполнении условия (3.10)

На рисунке видно, что СКИ в конце витка представлен последовательностью импульсов с равными временными интервалами между ними. После прихода первых четырех импульсов приходят отраженные импульсы. Амплитуда на выходе витка составлает 0,146 В.

Таким образом, распространение дополнительного импульса является ресурсом для уменьшения амплитуды выходного сигна-

ла. Сформулированы условия, обеспечивающие приход всех импульсов разложения по окончании предыдущего импульса. Показано влияние параметров поперечного сечения линии на амплитуды основных импульсов разложения в конце витка. Выявлено, что наибольшее влияние оказывают ширина сигнального проводника и толщина подложки, а выходная амплитуда определятся амплитудами импульсов четной и нечетной мод линии и дополнительного. Показано, что за счет дополнительного импульса возможно увеличение ослабления СКИ в витке. Получено максимальное ослабление амплитуды СКИ на выходе витка около 3 раз. Определено условие, обеспечивающее приход каждого из четырех импульсов к концу линии с равными временными интервалами между соседними импульсами.

4.2 Экспериментальное подтверждение возможности разложения сверхкороткого импульса в асимметричной меандровой линии

Перед проведением измерений выполнена параметрическая оптимизация витка с лицевой связью с использованием типовых геометрических параметров [117]. Анализ, оптимизация и измерения проводились с целью демонстрации возможности разложения СКИ в витке МЛ на три основных импульса без учета распространения дополнительного импульса, возникающего из-за асимметрии поперечного сечения.

Поперечное сечение исследуемого витка такое же, как на рисунке 4.1, а его схема соединений такая же, как на рисунке 2.2. Все проводники витка имеют одинаковую ширину и толщину. Поскольку известна минимальная длительность (около 100 пс), которая может быть обеспечена генератором комбинированного осциллографа С9-11, то для разложения импульса с такой длительностью нужно, чтобы правая часть выражения (3.3) была больше 100 пс. Другим важным условием, как и для витка с боковой связью, является минимизация отражений в измерительном тракте. Для этого необходимо согласование характеристического импеданса исследуемого витка с трактом 50 Ом. В качестве основы выбран материал FR-4. В соответствии с технической документацией изготовителя на частоте 1 МГц относительная диэлектрическая проницаемость материала может изменяться в диапазоне от 3,5 до 4,1 [117]. Поэтому при моделировании принято среднее значение диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r = 3,8$. Фиксированными геометрическими параметрами, которые изменяются дискретно, являются толщина слоя основы (h = 500, 1000, 1500, 2000 мкм) и толщина фольги (t = 18 мкм, 35 мкм). Варьируемыми параметрами являются ширина сигнального проводника w и расстояние между сигнальным и опорным проводниками s.

Оценено влияние параметров поперечного сечения исследуемого витка на разность погонных задержек мод $\Delta \tau$ и среднее геометрическое их волновых сопротивлений Z_C . Поскольку выявлено, что результаты расчета $\Delta \tau$ и Z_C для разных значений t отличаются незначительно (максимальное отклонение для $\Delta \tau$ составляет 2 %, а для $Z_C - 1,3$ %), то целесообразно привести результаты только для одного значения, например для t = 18 мкм. На рисунках 4.8 и 4.9 приведены зависимости $\Delta \tau$ при изменении w и s для разных h, а на рисунках 4.10 и 4.11 – зависимости Z_C при тех же параметрах. При этом значение w изменялось в диапазоне от 1 до 10 мм с шагом 1 мм (при s = 0,2 мм и 1 мм), а значение s – от 0,2 до 1 мм с шагом 0,1 мм (при w = 1 мм и 10 мм).



при *s*=0,2 мм (*a*) и 1 мм (б)













На рисунке 4.8 видна нелинейная зависимость $\Delta \tau$ от *w*. При s = 0,2 мм и h = 0,5 мм $\Delta \tau$ имеет наибольшие значения, изменяющиеся от 1,2 до 2,2 нс/м при увеличении *w* от 1 до 10 мм. При

s = 1 мм наблюдается аналогичное поведение зависимостей, однако значения $\Delta \tau$ сдвигаются выше и изменяются от 1,6 до 2,6 нс/м при увеличении w от 1 до 10 мм. При увеличении h зависимость $\Delta \tau$ сдвигается ниже. Минимальные значения $\Delta \tau$ соответствуют h = 2 мм и составляют около 0,56 нс/м и 1,59 нс/м при s = 0,2 мм и 1 мм соответственно. Поэтому с точки зрения максимизации длительности СКИ, который может быть разложен в витке длиной l, предпочтительнее в качестве основы печатной платы использовать материал с h = 0,5 мм и наибольшей w. Аналогичное поведение характерно для зависимостей $\Delta \tau$ от s, приведенных на рисунке 4.9. Однако при w = 1 мм и h = 2 мм в зависимостях появляется слабо выраженный минимум, $\Delta \tau$ изменяется слабо, a ее среднее значение составляет около 0,58 нс/м.

На рисунке 4.10 видна нелинейная зависимость Z_C от w. При увеличении h график зависимости Z_C сдвигается вверх по оси ординат. По мере увеличения w значение Z_C уменьшается. Можно заметить, что при всех значениях h существует такое значение w, при котором $Z_C = 50$ Ом. Так, в случае s = 0,2 мм среднее геометрическое волновых сопротивлений мод линии составляет 50 Ом при w = 2,8, 4,7, 6, 7,9 мм и h = 0,5, 1, 1,5, 2 мм соответственно, а в случае s = 1 мм – при w = 4,6, 7, 9, 10,5 мм и h = 0,5, 1, 1,5, 2 мм соответственно. Обратный характер наблюдается на рисунке 4.11 для зависимостей Z_C от s: по мере увеличения s значение Z_C возрастает. Наименьшее значение Z_C при w = 1 мм соответствует s = 0,2 мм для h = 0,5 мм и составляет 76,96 Ом, а при w = 10 мм оно составляет 25,26 Ом. Поэтому с точки зрения минимизации искажений в измерительном тракте предпочтительнее в качестве основы печатной платы использовать материал с h = 0,5 мм при минимально возможном значении *s*.

С учетом проведенного анализа выполнена оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью. После оптимизации получены следующие параметры поперечного сечения: t = 18 мкм, s = 0,2 мм, h = 1,5 мм, w = 6 мм. При данных значениях параметров обеспечиваются $Z_C = 50,36$ Ом и $\Delta \tau = 1,43$ нс/м ($\tau_e = 6,007$ нс/м, $\tau_o = 4,578$ нс/м). Отсюда следует,

что в соответствии с выражением (3.3) для разложения импульса длительностью 100 пс длина l должна быть не менее 35 мм. Однако для оценки влияния l на форму сигнала в конце витка она выбрана с запасом и имеет значения 100, 150, 200 мм. При длине линии l = 100 мм правая часть выражения (3.3) составляет 285,8 пс. Таким образом, при общей длительности воздействия 100 пс условие (3.3) выполняется с запасом. Значит, и для больших значений lоно также будет выполняться.

Примечательно, что при данном наборе значений физически реализуемых параметров поперечного сечения исследуемой структуры достижимы значения Z_C не только 50 Ом (СВЧ-тракт), но и 75 Ом (телевизионный тракт), 100 Ом (Ethernet) и другие (см. рисунки 4.10 и 4.11). Это говорит о возможности более широкого использования полученных результатов. Важна и показанная возможность получения довольно высоких значений $\Delta \tau$, достигающих 2,6 нс/м на обычном стеклотекстолите (см. рисунок 4.8). Наконец, по полученным графикам легко оценить чувствительность характеристик к отклонениям соответствующих параметров, что важно для практики. По результатам предварительной оптимизации и моделирования из двухстороннего стеклотекстолита марки FR-4 изготовлены макеты витков длиной 200, 150 и 100 мм (рисунок 4.12).

При измерениях с выхода генератора на вход комбинированного осциллографа С9-11 подавался сигнал длительностью 40 пс по половине от максимального уровня (рисунок 4.13), а между выходом генератора и входом осциллографа С9-11 последовательно включались макеты меандровых линий с помощью соединителей типа SMA. Оцифрованная осциллограмма воздействия с выхода генератора (на нагрузке 50 Ом) показана на рисунке 4.13, оцифрованные осциллограммы сигналов на выходе макетов – на рисунке 4.14.

Из осциллограмм на рисунке 4.14 видно, что сигнал на выходе всех макетов представлен последовательностью из трех основных импульсов, в которой первый импульс является перекрестной наводкой на ближнем конце, а второй и третий – импульсами нечетной и четной мод.



с амплитудой 0,648 В



Рисунок 4.14 – Осциллограммы напряжения на выходе макетов меандровых линий длиной l = 100 мм (*a*), 150 мм (*б*) и 200 мм (*в*)

При увеличении длины витка возрастает время прихода второго и третьего импульсов (четной и нечетной мод). Максимальный уровень сигнала на выходе макета МЛ составляет не более
24 % от уровня сигнала на входе. Необходимо отметить, что сигнал к концу линии приходит с задержкой 340 пс, которая обусловлена наличием в измерительном тракте дополнительных переходных устройств и соединителей типа SMA, используемых для включения макетов в измерительный тракт.

Измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ каждого из макетов с использованием скалярного анализатора цепей Р2М-40 в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц. На рисунке 4.15 приведены измеренные зависимости $|S_{21}|$, а в таблице 4.1 – полосы пропускания макетов по уровню минус 3 дБ. На рисунке 4.15 видно, что измеренные зависимости имеют схожую полосу пропускания, которая увеличивается от 365 до 715 МГц при уменьшении длины витка от 200 до 150 мм. На частоте 7,1 ГГц для витка длиной 100 мм и 6,6 ГГц для витка длиной 200 мм наблюдается увеличение затухания до минус 62,2 дБ и минус 53,1 дБ соответственно.

Таблица 4.1 – Полоса пропускания витков меандровой линии с лицевой связью

<i>l</i> , мм	$f_{\pi},$ МГц
200	365
150	475
100	715

Таким образом, оценка зависимостей волнового сопротивления и разности задержек мод от параметров поперечного сечения позволила найти их оптимальный набор, обеспечивающий разложение СКИ с длительностью 40 пс по уровню половины от амплитуды и согласование с трактом 50 Ом. В результате измерений во временной и частотной областях показана возможность разложения выбранного воздействия.

Выявлено, что импульсные сигналы с верхней граничной частотой 0,365–0,715 ГГц (в зависимости от макета) проходят по витку МЛ с минимальными искажениями формы.



Рисунок 4.15 – Измеренные частотные зависимости $|S_{21}|$ макетов витка меандровой линии длиной l = 100 мм (*a*), 150 мм (*б*), 200 мм (*в*)

4.3 Ослабление электростатического разряда в асимметричной меандровой линии

Для исследования ослабления ЭСР использовалась схема соединений витка МЛ, как на рисунке 3.12, а ее поперечное сечение соответствовало рисунку 4.1. Форма тока воздействующего ЭСР принята близкой к третьей степени жесткости по IEC 61000-4-2 [108]. Исходные параметры линии приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Исходные параметры поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью

<i>w</i> , мкм	<i>t</i> , мкм	<i>S</i> , МКМ	<i>h</i> , мкм	<i>d</i> , мкм	Er	<i>l</i> , м
2000	18	2000	1000	3w	4	0,1

Сначала выполнялся анализ влияния длины на форму и амплитуду ЭСР на выходе исследуемого витка. На рисунке 4.16 представлена форма ЭСР на входе и выходе витка (в узлах V1 и V3 схемы на рисунке 3.12) при изменении l от 0,1 до 1 м с шагом 0,1 м и от 1 до 5 м с шагом 1 м, а в таблице 4.3 приведены амплитуды ЭСР в узле V3 (V_{max}) и его ослабление относительно напряжения 464,186 В на выходе витка (здесь и далее для витка с лицевой связью ослабление ЭСР оценивается аналогичным образом). Важно отметить, что на рисунке 4.16 демонстрируется разложение только пикового выброса ЭСР длительностью около 4 нс (первого выброса, имеющего максимальный уровень), поскольку для разложения всего ЭСР необходима значительная длина витка или диэлектрическая подложка с высокой относительной диэлектрической проницаемостью, что нецелесообразно.

На рисунке 4.16 видно, что при увеличении l до 0,4 м начинают проявляться первый и второй импульсы ЭСР как результат разложения пикового выброса ЭСР. Первый импульс (II) является перекрестной наводкой от фронта сигнала на ближнем конце витка, а второй (II2) – суммой четной и нечетной мод витка (рисунок 4.16,z).



Рисунок 4.16 – Форма разряда на входе (--) и выходе (--) исследуемого витка при длине *l* (м), равной 0,1 (*a*), 0,2 (б), 0,3 (*в*), 0,4 (*г*), 0,5 (*д*), 1 (*e*), 2 (*ж*), 3 (3), 4 (*u*) и 5 (*к*) м

Таблица 4.3 – Зависимость амплитуды разряда и её ослабление на выходе витка от *l*

<i>l</i> , м	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
$V_{\rm max}, {f B}$	459,24	428,26	405,97	397,32	395,06
Ослаб-	1 011	1 084	1 1 4 3	1 168	1 175
ление	1,011	1,004	1,175	1,100	1,175

Окончание таблицы 4.3

<i>l</i> , м	1	2	3	4	5
$V_{\rm max}, {\rm B}$	390,20	379,42	365,33	349,68	335,02
Ослаб-	1 1 8 9	1 223	1 271	1 3 2 7	1 385
ление	1,189	1,223	1,2/1	1,327	1,505

Также на выход витка приходят отраженные составляющие. При этом ослабление ЭСР увеличивается от 1,011 до 1,168 раза (см. таблицу 4.3). Дальнейшее увеличение l до 1 м приводит к разложению основного сигнала на импульсы четной и нечетной мод (U2 и U3 на рисунке 4.16,e соответственно). При этом ослабление составляет уже 1,189 раза. Увеличение l до 5 м вызывает возрастание разности задержек между основными импульсами, а также ослабление ЭСР до 1,385 раза.

Исходя из параметров поперечного сечения получены следующие матрицы исследуемого витка:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 100,054 & -86,4412 \\ -86,4412 & 99,4769 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 785,702 & 603,297 \\ 603,297 & 801,86 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Вычисленные из них погонные задержки четной и нечетной мод составили $\tau_e = 4,314$ нс/м, $\tau_o = 5,956$ нс/м. При известной длине витка l задержки четной и нечетной мод определяются как $2l\tau_e$ и $2l\tau_o$. Тогда задержки четной и нечетной мод в витке длиной l = 0,1 м составляют 0,863 нс и 1,191 нс соответственно, в витке длиной l = 0,5 м – 4,314 нс и 5,956 нс соответственно, а в витке длиной l = 1 м – 8,628 и 11,911 нс соответственно. Как известно, по мере увеличения разности задержек импульсов I/2 и I/3 происходит их более полное разложение из-за модальных искажений, а амплитуда воздействия на выходе витка уменьшается. Для полного разложения пикового выброса ЭСР и минимизации амплитуды

выходного сигнала задержка каждого последующего импульса (кроме наводки) разложения должна быть не меньше суммы задержки предыдущего и длительности пикового выброса ЭСР. Условия такого разложения

$$2l\tau_e \ge t_{\Pi B},\tag{4.2}$$

$$2l\left(\tau_o - \tau_e\right) \ge t_{\Pi B},\tag{4.3}$$

где $t_{\Pi B}$ – длительность пикового выброса ЭСР. Выполнение условия (4.2) позволяет разложить импульс перекрестной наводки от фронта сигнала на ближнем конце витка и импульс четной моды, а условия (4.3) – импульсы четной и нечетной мод. В отличие от условия, предложенного для витка на основе МПЛ, в условии (4.2) переменная τ_o заменена на τ_e , поскольку в структурах с лицевой связью четная мода быстрее нечетной.

Для минимизации амплитуды ЭСР на выходе витка нужно выровнять амплитуды составляющих импульсов, полученных за счет разложения. Из представленных ранее результатов известно, что выравнивание может быть достигнуто за счет оптимизации связи между проводниками витка. В исследуемой структуре максимальное влияние на связь между проводниками оказывает толщина диэлектрической основы *h*. Поэтому выполнена оценка её влияния на форму и амплитуду ЭСР на выходе витка. На рисунке 4.17 представлена форма ЭСР на входе и выходе витка (в узлах V1 и V3) при исходных параметрах (см. таблицу 4.2), l = 5 м и уменьшении *h* от 800 до 200 мкм с шагом 200 мкм, а в таблице 4.4 приведены амплитуда ЭСР на выходе витка, его ослабление и погонные задержки мод.

На рисунке видим, что при уменьшении h амплитуда первого импульса увеличивается, а третьего – уменьшается. Как следует из таблицы 4.4, что при уменьшении h от 800 до 400 мкм ослабление сначала увеличивается от 1,419 до 1,541 раза соответственно, а затем при h = 200 мкм уменьшается до 1,332 раза из-за увеличения амплитуды первого импульса. Это дает возможность выравнивания амплитуд импульсов и уменьшения амплитуды выходного сигнала за счет выбора параметра h.

Отметим, что после третьего импульса приходит четвертый импульс отрицательной полярности (рисунок 4.17,*г*), который яв-

ляется отраженным импульсом четной моды. При уменьшении *h* задержка между третьим и четвертым импульсами уменьшается, а при их наложении возможна дополнительная минимизация амплитуды ЭСР на выходе витка, как это было показано ранее.



Рисунок 4.17 – Формы разряда на входе (– –) и выходе (– исследуемого витка при *h*=800 мкм (*a*), 600 мкм (б), 400 мкм (г) и 200 мкм (д)

Таблица 4.4 – Амплитуда напряжения в узле V3, его ослабление и погонные задержки мод исследуемого витка в зависимости от *h*

<i>h</i> , мкм	$V_{\rm max}, { m B}$	Ослабление, раз	τ_e , HC/M	τ_o , HC/M
800	327,158	1,419	4,18203	6,01969
600	312,949	1,483	4,02193	6,10048
400	301,359	1,541	3,82357	6,20709
200	348,592	1,332	3,56844	6,35983

Выполнена оценка влияния параметров t, s и ε_r при h = 1000 мкм и l = 5 м на искажение ЭСР в конце витка. На рисунке 4.18 показана форма ЭСР на выходе витка при прочих исходных параметрах (см. таблицу 4.2) и увеличении w от 2000 до 5000 мкм с шагом 1000 мкм, на рисунке 4.19 – при t = 18, 35, 50 и

70 мкм, на рисунке 4.20 – при увеличении *s* от 2000 до 5000 мкм с шагом 1000 мкм, на рисунке 4.21 – при увеличении ε_r от 4 до 13 с шагом 3.

На рисунках 4.18–4.21 видно, что увеличение *w* приводит к росту амплитуд первого и второго импульсов и задержки третьего импульса, а также к уменьшению амплитуды третьего импульса и задержки второго импульса.





Ослабление ЭСР на выходе витка возрастает И при w = 5000 мкм составляет 1,56 раза. Увеличение *t* практически не оказывает влияния на изменение формы и амплитуды ЭСР в конце витка. Увеличение *s* приводит к незначительному росту амплитуды первого импульса и к уменьшению амплитуд второго и третьего импульсов. Также при увеличении *s* уменьшается задержка второго импульса. При этом ослабление ЭСР на выходе витка увеличивается и при s = 5000 мкм составляет 1,43 раза. Увеличение є, приводит к возрастанию задержек второго и третьего импульсов, амплитуд первого и второго импульсов и уменьшению амплитуды третьего импульса. При этом ослабление ЭСР на выходе витка увеличивается и при $\varepsilon_r = 13$ составляет 1,76 раза.

С учетом выявленного характера изменения формы и амплитуды ЭСР на выходе исследуемого витка при изменении параметров его поперечного сечения выполнена оптимизация витка с учетом реальных геометрических параметров. Критерием оптимизации является минимизация габаритов витка с сохранением свойств защиты. Получен следующий набор оптимальных параметров на подложке из материала FR-4: w = 7,5 мм, t = 18 мкм, s = 5,5 мм, h = 1,5 мм, $\varepsilon_r = 4, l = 4,8$ м. Матрицы для них составили

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 206,34 & -194,898 \\ -194,898 & 206,02 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M}, \ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 721,583 & 627,053 \\ 627,053 & 725,487 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Вычисленные из матриц С и L погонные задержки четной и нечетной мод витка $\tau_e = 3,903$ нс/м, $\tau_o = 6,221$ нс/м. При подста-

новке τ_e , τ_o и *l* в условия (4.2) и (4.3) они выполняются с запасом. На рисунке 4.22 представлены формы ЭСР на входе и выходе витка.



Видим, что пиковый выброс ЭСР в конце витка раскладывается на последовательность импульсов. Амплитуда ЭСР на выходе витка не превышает 295,68 В. Таким образом, ослабление составило 1,57 раза. Однако длина витка в этом случае 4,8 м, что неприемлемо на практике. Для уменьшения габаритов можно свернуть основной виток в несколько неосновных витков со слабой связью между ними. Пример схемы устройства из трех неосновных витков показан на рисунке 4.23.





Установлено, что оптимальным вариантом является устройство из пяти неосновных витков. Тогда габариты структуры составят 480×453 мм. На рисунке 4.24 показаны формы ЭСР на входе и выходе такого устройства.



На рисунке 4.24 видно, что пиковый выброс ЭСР в конце устройства из пяти неосновных витков раскладывается на последовательность импульсов. Наблюдаются небольшие осцилляции, вызванные неоднородностями из-за перемычек между неосновными витками. При этом амплитуда напряжения ЭСР в конце устройства не превышает 287,75 В. Таким образом, ослабление составило 1,61 раза.

4.4 Меандровая линия с лицевой связью из двух витков

Рассмотрим МЛ из двух витков. Отметим, что условия (3.19)– (3.22) применимы и для МЛ с лицевой связью из двух витков, но с перестановкой местами индексов «*e*» и «*o*». Такая перестановка необходима, поскольку в МЛ с лицевой связью четная мода распространяется быстрее нечетной в отличие от МЛ на основе МПЛ. Однако даже в этом случае в МЛ с лицевой связью из двух витков ослабление СКИ не будет максимальным. Это связано с тем, что условия (3.19)–(3.22) получены для МЛ в неоднородном диэлектрическом заполнении с симметричным поперечным сечением, в то время как МЛ с лицевой связью является асимметричной в поперечном сечении и в ней распространяются дополнительные импульсы, которые необходимо учитывать для увеличения ослабления СКИ. Таким образом, нужно сформулировать такие же условия для МЛ с лицевой связью.

Поперечное сечение каждого витка и схема соединений МЛ с лицевой связью из двух витков такие же, как на рисунках 4.1 и 2.10 соответственно. После оптимизации параметры поперечного сечения каждого витка составили: w = 8447 мкм, t = 4846 мкм, s = 2482 мкм, h = 9118 мкм, $\varepsilon_r = 10,6$. Внутреннее сопротивление генератора *R*1 и сопротивление нагрузки *R*2 приняты по 50 Ом. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада по 50 пс.

С учетом результатов анализа структуры из двух витков из подраздела 3.5, а также влияния асимметрии структуры на распространение дополнительных импульсов определим задержки каждого из 16 импульсов разложения:

$$t_{H1} = 0, t_{H2} = 2l_2\tau_{e2}, t_{H3} = l_2\tau_{e2} + l_2\tau_{o2}, t_{H4} = 2l_2\tau_{o2}, t_{H5} = 2l_1\tau_{e1}, ...,$$

$$t_{H7} = 2l_1\tau_{e1} + l_2\tau_{e2} + l_2\tau_{o2}, ..., t_{H11} = l_1\tau_{e1} + l_1\tau_{o1} + l_2\tau_{e2} + l_2\tau_{o2}, ...,$$

$$t_{H15} = 2l_1\tau_{o1} + l_2\tau_{e2} + l_2\tau_{o2}, t_{H16} = 2l_1\tau_{o1} + 2l_2\tau_{o2}.$$

Зная, как определяются задержки каждого из 16 основных импульсов, найдем условия полного разложения СКИ в МЛ с лицевой связью из двух витков:

$$2l_2 \tau_{e2} \ge t_{\text{CKH}}; \tag{4.4}$$

$$l_2 \tau_{o2} - l_2 \tau_{e2} \ge t_{\rm CKH};$$
 (4.5)

$$2l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.6}$$

$$l_1 \tau_{o1} - l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} \ge t_{\text{CKH}}.$$
(4.7)

Выполним проверку условий (4.4)–(4.7) на основе квазистатического моделирования в системе TALGAT. Эти условия одновременно выполняются при $l_1 = 640$ мм, $l_2 = 80$ мм. Форма СКИ на выходе такой МЛ при выполнении условий (4.4)–(4.7) показана рисунке 4.25. На рисунке видно, что СКИ на выходе МЛ представлен последовательностью из 16 основных импульсов с амплитудой, не превышающей 0,054 В.



Также на выходе МЛ присутствуют импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концами линии. Таким образом, ослабление СКИ в МЛ с лицевой связью из двух витков составило 9,3 раза (относительно E/2).

4.5 Меандровая линия с лицевой связью из трех витков

Теперь рассмотрим МЛ из трех витков. Поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 4.1, а схема соединений МЛ – как на рисунке 3.26. Сопротивления *R*1 и *R*2 приняты по 50 Ом.

В такой структуре СКИ может быть разложен на 64 импульса меньшей амплитуды. Аналогично описанному в подразделе 4.4 подходу сначала определим задержки каждого из 64 основных импульсов, а затем с их помощью сформулируем условия полного разложения СКИ:

$$2l_3\tau_{e3} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.8}$$

$$l_3 \tau_{o3} - l_3 \tau_{e3} \ge t_{\rm CKH};$$
 (4.9)

$$2l_2 \tau_{e2} - 2l_3 \tau_{o3} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.10}$$

$$l_2 \tau_{o2} - l_2 \tau_{e2} - 2l_3 \tau_{o3} \ge t_{\text{CKH}}; \tag{4.11}$$

$$2l_{1}\tau_{e1} - 2l_{2}\tau_{o2} - 2l_{3}\tau_{o3} \ge t_{\text{CKH}}; \qquad (4.12)$$

$$l_1 \tau_{o1} - l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} - 2l_3 \tau_{o3} \ge t_{\text{CKH}}.$$
(4.13)

Выполним проверку условий (4.8)–(4.13), как это сделано в подразделе 4.4. Параметры поперечного сечения каждого витка такие же, как в подразделе 4.4, а длины витков, при которых выполняются условия (4.8)–(4.13): $l_1 = 5120$ мм, $l_2 = 640$ мм, $l_3 = 80$ мм. Форма СКИ на выходе МЛ при выполнении условий (4.8)–(4.13) показана на рисунке 4.26.



Видно, что СКИ на выходе МЛ с лицевой связью из трех витков представлен последовательностью из множества импульсов, среди которых 64 являются основными. Амплитуда основных импульсов не превышает 0,021 В. Также на выход линии приходят отражения. В результате ослабление составило 24,11 раза (относительно E/2).

4.6 Меандровая линия с лицевой связью из произвольного числа витков

Рассмотрим МЛ из произвольного числа витков. Из подраздела 4.1 известно, что в витке МЛ с лицевой связью распространяются две моды, каждая со своей погонной задержкой – четная с τ_e и нечетная с τ_o . Также в МЛ распространяется дополнительный импульс, погонная задержка которого определяется как $(\tau_o + \tau_e)/2$. Кроме того, в витке МЛ есть перекрестная наводка от фронта сигнала на ближнем конце, которая приходит на выход МЛ без задержки. Как было показано, эти 4 импульса также присутствовуют в каждом последующем витке, соединенном каскадно. Отметим, что условия для МЛ с одним, двумя и тремя витками имеют следующие сходства: задержка четной моды каждого витка должна быть не меньше суммы задержек нечетных мод всех последующих витков и общей длительности СКИ, а половина задержки нечетной моды каждого витка – не меньше суммы половины задержки четной моды данного витка, нечетных мод всех последующих витков и общей длительности входного импульса. На основе вышесказанного сформулируем условия разложения СКИ в МЛ с лицевой связью из произвольного количества витков:

$$2l_n \tau_{en} \ge \sum_{i=n+1}^N 2l_i \tau_{oi} + t_{\Sigma}, \ n = 1, ..., N;$$
(4.14)

$$l_n \tau_{on} \ge l_n \tau_{en} + \sum_{i=n+1}^N 2l_i \tau_{oi} + t_{\Sigma}, \ n = 1, ..., N,$$
(4.15)

где *N* – количество витков в линии.

Подставляя вместо *n* поочередно количество каскадов от 1 до N, получим условия разложения СКИ в МЛ с лицевой связью, состоящей из N каскадов. Отметим, что при N = 2 после алгебраических преобразований выражений (4.14) и (4.15) получены условия (4.4)–(4.7), а при N = 3 – условия (4.8)–(4.13).

Выполним апробацию универсальных условий (4.14) и (4.15) на примере МЛ с лицевой связью из четырех витков. При N = 4 условия разложения СКИ примут следующий вид:

$$2l_4 \tau_{e4} \ge t_{\text{CKH}}; \tag{4.16}$$

$$l_4 \tau_{o4} - l_4 \tau_{e4} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.17}$$

$$2l_{3}\tau_{e3} - 2l_{4}\tau_{o4} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.18}$$

$$l_{3}\tau_{o3} - l_{3}\tau_{e3} - 2l_{4}\tau_{o4} \ge t_{\rm CKH};$$
(4.19)

$$2l_2\tau_{e2} - 2l_3\tau_{o3} - 2l_4\tau_{o4} \ge t_{\rm CKH};$$
(4.20)

$$l_{2}\tau_{o2} - l_{2}\tau_{e2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} \ge t_{\text{CKH}};$$
(4.21)

$$2l_{1}\tau_{e1} - 2l_{2}\tau_{o2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} \ge t_{CKH}; \qquad (4.22)$$

$$l_{1}\tau_{o1} - l_{1}\tau_{e1} - 2l_{2}\tau_{o2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} \ge t_{\text{CKM}}.$$
(4.23)

Схема соединений МЛ из четырех витков показана на рисунке 4.27, а поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 4.1. Сопротивления *R*1 и *R*2 приняты по 50 Ом.



Рисунок 4.27 – Схема соединений меандровой линии с лицевой связью из четырех витков, соединенных каскадно

Параметры поперечного сечения каждого витка такие же, как в подразделе 4.4, а их длины, обеспечивающие условия (4.16)-(4.23): $l_1 = 40960 \text{ MM}, l_2 = 5120 \text{ MM}, l_3 = 640 \text{ MM}, l_4 = 80 \text{ MM}.$ Форма СКИ на выходе МЛ с лицевой связью из четырех витков при выполнении условий (4.16)-(4.23) показана на рисунке 4.28, а. Поскольку из-за ограничений в масштабе невозможно анализировать форму импульсов разложения, то в качестве примера и демонрисунке 4.28,б страции наличия импульсов разложения на представлен отклик в диапазоне 770-790 нс. Видно, что СКИ на выходе МЛ с лицевой связью из четырех витков представлен последовательностью из множества импульсов (среди которых 256 основных) с амплитудой, не превышающей 0,006 В. Также на выходе МЛ присутствуют импульсы, вызванные отражениями от стыков между полувитками, витками и концами линии. В итоге ослабление СКИ составило 84,9 раза (относительно Е/2).

Выполним апробацию универсальных условий (4.14) и (4.15) на примере МЛ с лицевой связью из пяти витков. Условия разложения СКИ:

$$2l_5 \tau_{e5} \ge t_{\text{CKH}}; \tag{4.24}$$

$$l_{5}\tau_{o5} - l_{5}\tau_{e5} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.25}$$

$$2l_4 \tau_{e4} - 2l_5 \tau_{o5} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.26}$$

$$l_4 \tau_{o4} - l_4 \tau_{e4} - 2l_5 \tau_{o5} \ge t_{\rm CKH}; \tag{4.27}$$

$$2l_{3}\tau_{e3} - 2l_{4}\tau_{o4} - 2l_{5}\tau_{o5} \ge t_{\rm CKH}; \qquad (4.28)$$

$$l_{3}\tau_{o3} - l_{3}\tau_{e3} - 2l_{4}\tau_{o4} - 2l_{5}\tau_{o5} \ge t_{\rm CKH};$$
(4.29)

$$2l_{2}\tau_{e2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} - 2l_{5}\tau_{o5} \ge t_{\rm CKH}; \qquad (4.30)$$

$$l_{2}\tau_{o2} - l_{2}\tau_{e2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} - 2l_{5}\tau_{o5} \ge t_{\rm CKH};$$
(4.31)

$$2l_{1}\tau_{e1} - l_{2}\tau_{o2} - 2l_{3}\tau_{o3} - 2l_{4}\tau_{o4} - 2l_{5}\tau_{o5} \ge t_{\text{CKH}}; \qquad (4.32)$$

$$l_1 \tau_{o1} - l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} - 2l_3 \tau_{o3} - 2l_4 \tau_{o4} - 2l_5 \tau_{o5} \ge t_{\text{CKH}}.$$
 (4.33)

Схема соединений МЛ из пяти витков показана на рисунке 4.29, а поперечное сечение каждого витка такое же, как на рисунке 4.1. Сопротивления *R*1 и *R*2 приняты по 50 Ом.



Рисунок 4.28 – Форма напряжения на выходе меандровой линии с лицевой связью из четырех витков при выполнении условий (4.16)–(4.23) для диапазонов 0–800 нс (*a*) и 770–790 нс (*б*)

Параметры поперечного сечения каждого витка такие же, как в подразделе 4.4, а их длины, обеспечивающие условия (4.24)– (4.33): $l_1 = 327680$ мм, $l_2 = 40960$ мм, $l_3 = 5120$ мм, $l_4 = 640$ мм, $l_5 = 80$ мм. Форма СКИ на выходе такой структуры при выполнении

условий (4.24)–(4.33) представлена на рисунке 4.30,*а* в диапазоне 2000–6000 нс.



с лицевой связью из пяти витков при выполнении условий (4.24)–(4.33) для диапазонов 2000–6000 нс (*a*) и 4380–4400 нс (б)

Выбор этого диапазона обусловлен тем, что в нем находятся времена прихода импульсов, определяющих амплитуду на выходе структуры. Поскольку из-за ограничений в масштабе невозможно анализировать форму импульсов разложения, то в качестве примера и демонстрации импульсов разложения на рисунке 4.30,*б* представлен отклик в диапазоне 4380–4400 нс.

На рисунке 4.30 видно, что СКИ на выходе МЛ с лицевой связью из пяти витков представлен последовательностью из множества импульсов (среди них 1024 основные) с амплитудой менее 0,002 В. Также к выходу приходит множество отражений. Ослабление составило 213,9 раза.

Отметим, что здесь рассмотрен только случай, когда все витки устройства имеют одинаковые параметры поперечного сечения. Поэтому каждое увеличение N на единицу приводит к увеличению длины каждого предыдущего витка в 8 раз для обеспечения условий разложения. Выявленный факт важен с академической точки зрения и его необходимо учитывать при реализации таких устройств.

4.7 Выводы

Представлены результаты исследования возможности разложения импульсных сигналов в витке МЛ с асимметричным поперечным сечением. Выявлено, что асимметрия поперечного сечения витка приводит к возникновению дополнительного импульса разложения, задержка которого определяется линейной комбинацией задержек мод. Распространение дополнительного импульса даже в одном витке МЛ является ресурсом для увеличения ослабления выходного сигнала.

На примере исследований одного витка МЛ с лицевой связью показано разложение СКИ на последовательность из четырех импульсов (перекрестной наводки, чётной и нечётной мод и дополнительного); выравнивание амплитуд импульсов; возможность разноса импульсов на равные временные интервалы. Получено ослабление СКИ в 3 раза. Разложение СКИ подтверждено экспериментально (без учета распространения дополнительного импульса разложения). В результате измерений показано ослабление около 4 раз. Увеличение ослабления вызвано более строгим влиянием дисперсии, всех видов потерь и отражением от неоднородностей. Выявлена возможность разложения пикового выброса ЭСР в витке и ослабление его амплитуды в 1,57 раза. Показана возможность уменьшения габаритов витка за счёт его сворачивания в несколько неосновных. Ослабление в таком витке составило 1,61 раза.

Представлены результаты исследования многокаскадных устройств на основе витков МЛ с лицевой связью – устройств из 2, 3 и *N* витков. Установлено, что в асимметричных линиях ослабление достигается разложением СКИ на последовательность из четырех импульсов в первом витке, а затем каждого из них на четыре импульса во втором. Аналогичным образом осуществляется разложение каждого из импульсов с выхода второго витка в третьем и т.д. Для устройств из 2 и 3 витков предложены условия полного разложения СКИ (аналогично тому, как это сделано для МПЛ). В результате их анализа получены условия разложения СКИ в линиях из N витков. Показана возможность ослабления СКИ в 214 раз (при N = 5). Нужно отметить, что рассмотрен только случай, когда все витки устройства имеют одинаковые параметры поперечного сечения. Поэтому каждое увеличение N на единицу приводит к увеличению длины каждого предыдущего витка в 8 раз для обеспечения условий разложения. Выявленный факт важен с академической точки зрения и его необходимо учитывать при реализации устройств защиты от СКИ.

5 ПОЛОСКОВЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

5.1 Устройства с одним пассивным проводником

Проведены исследования полосковых устройств защиты от СКИ на основе МЛ с дополнительными проводниками [118, 119].

Из раздела 3 известно, что в витке МЛ на основе МПЛ СКИ может быть разложен на последовательность из трех импульсов меньшей амплитуды. С увеличением количества импульсов разложения ослабление СКИ возрастает. Однако это достигается за счет увеличения числа каскадов, оптимальные параметры поперечного сечения которых трудно реализовать на практике. Для решения указанной проблемы можно использовать устройства с асимметричной структурой поперечного сечения [111], поскольку в них распространяются дополнительные импульсы, количество которых определяется количеством линейных комбинаций мод в структуре. Например, в витке МЛ на основе МПЛ с дополнительным пассивным проводником распространяются 3 моды (по количеству проводников в структуре, не считая опорного), а введение асимметрии поперечного сечения приводит к появлению 3 дополнительных импульсов (по количеству линейных комбинаций задержек мод). В витке МЛ с двумя пассивными проводниками будут распространяться 4 моды и 6 дополнительных импульсов. Продемонстрируем это.

Рассмотрим виток МЛ с дополнительным проводником (рисунок 5.1). Исходные параметры линии следующие: ширина и толщина проводников w = 300 мкм и $t_1 = t_2 = t_3 = 18$ мкм соответственно, расстояние между проводниками $s_1 = 50$ мкм и $s_2 = 50$ мкм, толщина подложки h = 300 мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r = 5,4$, длина линии l = 200 м. Сопротивления R1-R4 приняты по 50 Ом. В качестве воздействия выбран СКИ в форме трапеции с амплитудой э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, фронта и спада по 50 пс.

Сначала оценивалось влияние *l* на разложение СКИ. Вычисленные формы СКИ в узле *V*4 схемы при исходных параметрах

поперечного сечения и увеличении l до 500 мм с шагом 100 мм показаны на рисунке 5.2. Видно, что увеличение l приводит к постепенному разложению СКИ на выходе витка на три импульса, а затем проявляются еще два импульса на фронтах второго и третьего импульсов. Амплитуда СКИ на выходе витка при l = 200 мм составляет 0,273 B, а при l = 500 мм – 0,207 B.



Рисунок 5.1 – Поперечное сечение (*a*) и схема соединений (б) витка меандровой линии с дополнительным проводником



Рисунок 5.2 – Форма напряжения на выходе витка при l = 200 мм (a), 300 мм (δ), 400 мм (b) и 500 мм (c)

Затем исследовалось изменение формы СКИ на выходе витка с исходными параметрами поперечного сечения линии при l = 500 мм и последовательном уменьшении s_1 от 40 до 10 мкм с шагом 10 мкм для усиления связи между пассивным проводником и сигнальными проводниками витка (рисунок 5.3). На рисунке видно, что СКИ на выходе витка при усилении связи постепенно раскладывается на большее количество импульсов. Рассмотрим более детально форму сигнала на рисунке 5.3, г. Здесь в узле V4 СКИ представлен последовательностью из семи импульсов (И1-И7) с амплитудой менее 0,2 В. Первый импульс является перекрестной наводкой, а три из шести последующих (И2, И4 и И7) – импульсами мод линии. Еще три импульса (ИЗ, И5 и И6) являются дополнительными и возникают из-за влияния асимметрии в поперечном сечении. Отметим, что импульс И5 имеет минимальную амплитуду, не превышающую 1 мВ, а его фронт накладывается на спад импульса И4.



Рисунок 5.3 – Форма напряжения в узле V4 при $s_1 = 40$ мкм (*a*), 30 мкм (*б*), 20 мкм (*в*) и 10 мкм (*г*)

Определим задержку каждого импульса на рисунке 5.3,*г*. Для этого вычислим погонные задержки мод при $s_1 = 10$ мкм и исходных остальных параметрах: $\tau_1 = 5,16$ нс/м, $\tau_2 = 5,77$ нс/м и $\tau_3 = 6,73$ нс/м. Время прихода импульсов мод определяется как $\tau_i 2l$,

где τ_i – погонная задержка *i*-й моды. Тогда при подстановке известных переменных получим $t_{H2} = 5,16$ нс, $t_{H4} = 5,77$ нс и $t_{H7} = 6,73$ нс. Задержки импульсов ИЗ, И5 и И6 определяются линейными комбинациями мод: $t_{H3} = (t_{H2} + t_{H4})/2 = 5,46$ нс, $t_{H5} = (t_{H2} + t_{H7})/2 = 5,94$ нс и $t_{H6} = (t_{H4} + t_{H7})/2 = 6,25$ нс. Используя полученные здесь и ранее результаты, можно сформулировать условия разложения СКИ в витке МЛ на основе МПЛ с дополнительным пассивным проводником. Для разложения СКИ необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса (кроме первого) была больше суммы задержки предыдущего импульса и общей длительности СКИ. Таким образом, условия полного разложения СКИ в исследуемой линии будут иметь следующий вид:

$$t_{H2} \ge t_{\rm CKH}; \tag{5.1}$$

$$t_{H3} \ge t_{H2} + t_{\rm CKH};$$
 (5.2)

$$t_{H4} \ge t_{H3} + t_{CKH};$$
 (5.3)

$$t_{H5} \ge t_{H4} + t_{CKH};$$
 (5.4)

$$t_{H6} \ge t_{H5} + t_{CKH};$$
 (5.5)

$$t_{H7} \ge t_{H6} + t_{CKH},$$
 (5.6)

где $t_{\text{СКИ}}$ – общая длительность СКИ. Так, условие (5.1) обеспечивает приход импульса U2 не ранее окончания U1, условие (5.2) – импульса U3 не ранее окончания U2, условие (5.3) – импульса U4 не ранее окончания U3, условие (5.4) – импульса U5 не ранее окончания U4, условие (5.5) – импульса U6 не ранее окончания U5, а условие (5.6) – импульса U7 не ранее окончания U6. После замены на известные переменные и алгебраических преобразований условие (5.1) примет вид

$$\tau_1 2l \ge t_{\text{CKH}},\tag{5.7}$$

условия (5.2) и (5.3) примут одинаковый вид:

$$\tau_2 l \ge \tau_1 l + t_{\text{CKM}},\tag{5.8}$$

условия (5.4-5.6) - соответственно

$$\tau_1 l + \tau_3 l \ge \tau_2 2l + t_{\text{CKM}},\tag{5.9}$$

$$\tau_2 l \ge \tau_1 l + t_{\text{CKM}},\tag{5.10}$$

$$\tau_3 l \ge \tau_2 l + t_{\text{CKH}}.\tag{5.11}$$

Отметим, что при подстановке известных переменных условия (5.7), (5.8), (5.10), (5.11) выполняются, а (5.9) не выполняется (что также видно на рисунке 5.3, г., где фронт импульса И5 накладывается на спад импульса И4). Поэтому проведена оптимизация геометрических параметров витка с дополнительным проводником по критериям выполнения условий (5.7)-(5.11) и минимизации амплитуды. Полученные оптимальные параметры линии следующие: w = 1000 мкм, $t_1 = 22$ мкм, $t_2 = 140$ мкм, $t_3 = 76$ мкм, $s_1 = 9$ MKM , $s_2 = 5$ MKM, $\varepsilon_r = 5,8$, h = 390 MKM, d = 3w, l = 300 MM. Хотя эти параметры далеки от технологических возможностей производителей печатных плат, они наглядно демонстрируют разложение СКИ на 7 импульсов с минимальной амплитудой. Вычисленные погонные задержки мод линии с оптимальными параметрами: $\tau_1 = 4,19$ нс/м, $\tau_2 = 5,37$ нс/м и $\tau_3 = 7,31$ нс/м. При подстановке полученных погонных задержек в условия (5.7)-(5.11) они выполняются с запасом. Вычисленная форма СКИ на выходе витка показана на рисунке 5.4.



Рисунок 5.4 – Форма напряжения в узле V4 при оптимальных геометрических параметрах линии, обеспечивающих выполнение условий (5.7)–(5.11)

Видно, что СКИ представлен последовательностью из 7 импульсов с амплитудой, не превышающей 93 мВ (определяется импульсами И1 и И7, имеющими равную амплитуду). После основных импульсов будут приходить импульсы меньшей амплитуды, вызванные отражениями.

Таким образом, оценено влияние изменения параметров поперечного сечения витка МЛ на основе МПЛ с пассивным проводником на форму и амплитуду СКИ на выходе витка. Продемонстрировано, что в исследуемой линии, помимо импульсов перекрестной наводки и основных импульсов мод, распространяются дополнительные импульсы, являющиеся ресурсом для минимизации амплитуды СКИ. Определены задержки каждого из импульсов разложения и сформулированы условия разложения СКИ в витке МЛ на основе МПЛ с пассивным проводником на последовательность из 7 импульсов. Получены геометрических параметры линии, обеспечивающие выполнение сформулированных условий и минимизацию амплитуды СКИ на выходе витка. Достигнуто максимальное ослабление СКИ в 5,38 раза (относительно E/2).

5.2 Устройства с двумя пассивными проводниками

Теперь рассмотрим виток МЛ с двумя дополнительными проводниками. Поперечное сечение и схема соединений исследуемого витка меандровой МПЛ с двумя пассивными проводниками представлены на рисунке 5.5. В такой структуре распространяются 4 моды, каждая со своей погонной задержкой (τ_1 , τ_2 , τ_3 , τ_4). На выходе витка (в узле V6 на рисунке 5.5, δ) с симметричным поперечным сечением при его оптимальных параметрах СКИ может быть разложен на 5 импульсов: импульс перекрестной наводки и 4 импульса мод. При введении асимметрии поперечного сечения СКИ на выходе витка может быть разложен уже на 11 импульсов меньшей амплитуды (6 импульсов будут дополнительные). Основываясь на полученных в подразделе 5.1 результатах, сформулируем условия разложения СКИ на 11 импульсов на выходе МЛ с двумя дополнительными проводниками. Для этого нужно записать выражения, определяющие задержку каждого импульса.



Рисунок 5.5 – Поперечное сечение (*a*) и схема соединений (б) витка меандровой линии с двумя дополнительными проводниками

Задержки импульсов в исследуемой линии определяются как $t_{H2} = l\tau_1, t_{H3} = l\tau_1 + l\tau_2, t_{H4} = 2l\tau_2, t_{H5} = l\tau_1 + l\tau_3, t_{H6} = l\tau_2 + l\tau_3, t_{H7} = 2l\tau_3, t_{H8} = l\tau_1 + l\tau_4, t_{H9} = l\tau_2 + l\tau_4, t_{H10} = l\tau_3 + l\tau_4, t_{H11} = 2l\tau_4.$ Зная выражения, определяющие задержку каждого из 10 импульсов (кроме первого, который приходит без задержки и является перекрестной наводкой), можно обеспечить разложение СКИ выполнением ряда условий, как это было сделано в подразделе 5.1. Условия разложения СКИ в исследуемой линии:

$$2l\tau_1 \ge t_{\rm CKH};\tag{5.12}$$

$$l\tau_2 \ge l\tau_1 + t_{\text{CKH}}; \tag{5.13}$$

$$l\tau_1 + l\tau_3 \ge 2l\tau_2 + t_{\rm CKH};$$
 (5.14)

$$l\tau_3 \ge l\tau_2 + t_{\rm CKH}; \tag{5.15}$$

$$l\tau_1 + l\tau_4 \ge 2l\tau_3 + t_{\rm CKH};$$
 (5.16)

$$l\tau_4 \ge l\tau_3 + t_{\text{CKH}}.\tag{5.17}$$

Оптимизация геометрических параметров поперечного сечения проводилась эвристическим поиском по критерию выполнения условий (5.12)–(5.17). Найденные оптимальные геометрические параметры структуры следующие: w = 300 мкм, t = 18 мкм, $s_1 = s_2 = 50$ мкм, $s_3 = 100$ мкм, h = 300 мкм, $\varepsilon_r = 10$, l = 1 м. Соответствующие им матрицы

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 207,5 & -66,234 & -1,40212 & 0,021521 \\ -66,234 & 239,129 & -66,0773 & -1,1628 \\ -1,40212 & -66,0773 & 223,349 & -44,3348 \\ 0,021521 & -1,1628 & -44,3348 & 191,563 \end{bmatrix} \Pi \Phi/\mathsf{M},$$
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 371,975 & 163,355 & 83,5684 & 40,1644 \\ 163,355 & 351,321 & 158,882 & 68,8773 \\ 83,5684 & 158,882 & 359,745 & 132,487 \\ 40,1644 & 68,8773 & 132,487 & 385,421 \end{bmatrix} \mathsf{H}\Gamma\mathsf{H}/\mathsf{M}.$$

На основе коэффициентов матриц С и L вычислены погонные задержки мод: $\tau_1 = 7,28$ нс/м, $\tau_2 = 7,54$ нс/м, $\tau_3 = 8,04$ нс/м, $\tau_4 = 9,27$ нс/м. С учетом известных параметров $\tau_1 - \tau_4$ и *l* вычислены задержки каждого из 10 импульсов разложения: $t_{H2} = 14,56$ нс, $t_{H3} = 14,82$ нс, $t_{H4} = 15,08$ нс, $t_{H5} = 15,33$ нс, $t_{H6} =$ = 15,59 нс, $t_{H7} = 16,09$ нс, $t_{H8} = 16,56$ нс, $t_{H9} = 16,81$ нс, $t_{H10} =$ = 17,32 нс, $t_{H11} = 18,55$ нс. При подстановке известных значений в выражения (5.12)–(5.17) условия разложения СКИ выполняются.

Исследовано влияние наборов окончаний пассивных проводников на амплитуду сигнала $V_{\rm max}$ на выходе витка (таблица 5.1, где КЗ – короткое замыкание; ХХ – холостой ход). Воздействие при моделировании принято таким же, как в подразделе 5.1. Сопротивления генератора и нагрузки приняты по 50 Ом (*R*2 и *R*3). Таблица 5.1 – Амплитуда сигнала V_{max} на выходе исследуемого витка при разных наборах окончаний пассивных проводников

Набор оконча- ний проводников	1	2	3	4	5	6	7
<i>R</i> 3	XX	XX	КЗ	КЗ	КЗ	XX	50 Ом
<i>R</i> 4	XX	КЗ	XX	КЗ	КЗ	XX	50 Ом
<i>R</i> 5	XX	XX	КЗ	КЗ	XX	КЗ	50 Ом
<i>R</i> 6	XX	КЗ	XX	КЗ	XX	КЗ	50 Ом
$V_{\rm max,}$ B	0,182	0,191	0,118	0,201	0,136	0,119	0,109

Из таблицы 5.1 видно, что V_{max} имеет наибольшее значение 0,201 В для набора 4, а наименьшее – 0,109 В для набора 7. Поэтому при дальнейшем моделировании использовался набор 7, обеспечивающий минимальную амплитуду на выходе витка: R1 = R5 = R4 = R6 = 50 Om.

Исследуем влияние параметров поперечного сечения витка на амплитуду выходного сигнала $V_{\rm max}$ и задержку каждого из импульсов разложения (кроме первого). Выполним анализ влияния параметров s_1 , s_2 , s_3 , w, t и h на задержки импульсов H2-H11 и $V_{\rm max}$ на выходе витка. Значения параметров s_1 и s_2 изменяются в диапазоне 60–100 мкм с шагом 10 мкм, $s_3 - 110-150$ мкм с шагом 10 мкм, w - 400-900 мкм с шагом 100 мкм, t - 20-60 мкм с шагом 10 мкм, h - 20-900 мкм с шагом 100 мкм. Значения параметров ε_r и l приняты исходными. На рисунке 5.6 представлены зависимости задержек импульсов H2-H11 от s_1 , s_2 , s_3 , w, t и h, а на рисунке 5.7 – зависимости $V_{\rm max}$ в узле V6.

На рисунке 5.6 видно, что при увеличении s_1 , s_2 и s_3 задержки импульсов U2-U11 практически не изменяются. Увеличение wприводит к монотонному росту задержек импульсов U2-U6 и U9-U11, а задержки импульсов U7 и U8 при увеличении w от 700 до 900 мкм меняются местами. Увеличение t приводит к монотонному уменьшению задержек импульсов U2-U11 (при этом по мере удаления зависимостей от оси абсцисс они изменяются менее существенно). При увеличении h задержки импульсов U2-U11 уменьшаются, однако по мере приближения к оси абсцисс уменьшение становится незначительным.



Исунок 9.0 – Зависимости задержек импульсов И2 (—), И3 (—), И4 (---), И5 (--), И6 (--), И7 (····), И8 (-·-), И9 (-··-), И10 (—•—), И11 (—) от w(a), $s_1(b)$, $s_2(b)$, $s_3(c)$, t(d) и h(e)на выходе витка

На рисунке 5.7,*а* наблюдается монотонный рост (на 25,5 %) зависимости $V_{\text{max}}(s_1)$. При увеличении s_2 значение V_{max} сначала уменьшается, но с $s_2 = 70$ мкм возрастает на 20,6 %. Аналогичный характер наблюдается у зависимостей $V_{\text{max}}(s_3)$ и $V_{\text{max}}(t)$: до $s_3 = 130$ мкм значение V_{max} уменьшается на 5,11 %, а при дальнейшем увеличении s_3 возрастает на 9,1 %; до значения t = 40 мкм V_{max} уменьшается на 11,1 %, а при дальнейшем увеличении t значение V_{max} увеличивается на 3,5 %. Монотонно убывает зависимость $V_{\text{max}}(w)$, а у зависимости $V_{\text{max}}(h)$, наоборот, наблюдается





Рисунок 5.7 – Зависимости V_{max} на выходе витка меандровой микрополосковой линии от w(a), $s_1(\delta)$, $s_2(e)$, $s_3(c)$, t(d) и h(e)

С учетом результатов анализа получены параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду выходного сигнала и разлоw = 400 мкм, СКИ на 11 импульсов: t = 18 мкм, жение $s_1 = 110$ мкм, $s_2 = s_3 = 40$ мкм, h = 300 мкм, $\varepsilon_r = 25$, l = 1,2 м. Вычисленные погонные задержки мод линии при этих параметрах: $\tau_1 = 10,86 \text{ Hc/m}, \tau_2 = 11,49 \text{ Hc/m}, \tau_3 = 12,48 \text{ Hc/m}, \tau_4 = 14,61 \text{ Hc/m}.$ Ha задержки импульсов: $t_{H2} = 26,07$ нс, вычислены ИХ основе $t_{\mu3} = 26.82 \text{ Hc}, t_{\mu4} = 27.57 \text{ Hc}, t_{\mu5} = 28.01 \text{ Hc}, t_{\mu6} = 28.76 \text{ Hc}, t_{\mu7} =$ = 29,94 Hc, $t_{U8} = 30,56$ Hc, $t_{U9} = 31,32$ Hc, $t_{U10} = 32,51$ Hc, $t_{W11} =$ = 35,06 нс. При подстановке известных значений условия (5.12)-(5.17) выполняются. Формы напряжения на выходе витка с оптимальными параметрами, рассчитанные в системе TALGAT и CAПР Advanced design system (ADS), показаны на рисунке 5.8.



На рисунке 5.8 видно, что СКИ на выходе витка представлен последовательностью из 11 основных импульсов, а максимальный уровень выходного сигнала не превышает 78 мВ. Таким образом, ослабление СКИ составило 6,4 раза (относительно E/2). При этом вычисленные формы напряжения в ПО TALGAT и CAПP ADS хорошо согласуются как качественно, так и количественно. Разница между задержками импульсов и их амплитудами не превышает 0,32 % и 0,8 % соответственно.

Отметим, что ширина и длина структуры с оптимальными параметрами составили 4,18 мм и 1,2 м соответственно. Рассмотрим возможность их уменьшения и практической реализации структуры. Сначала выполним оптимизацию геометрических параметров витка с двумя пассивными проводниками с учетом технологических возможностей производителей печатных плат. В качестве примера при оптимизации использовались технологические возможности компании «Резонит» [120]. В результате найдены следующие оптимальные геометрические параметры (на примере материала Arlon AD1000): $w_1 = 200$ мкм, подложки ИЗ $w_2 = 300$ MKM, $w_3 = 1900$ MKM, $w_4 = 600$ MKM, t = 18 MKM, $s_1 = s_2 = 100$ $s_3 = 400$ мкм, h = 476 мкм, $\varepsilon_r = 10$, l = 1,6 м. Вычисленный в ПО

TALGAT и CAПР ADS отклик на выходе такой линии (узел V6 на рисунке 5.5) показан на рисунке 5.9.



На рисунке 5.9 видно, что СКИ на выходе витка представлен последовательностью из 11 основных импульсов, амплитуда которых не превышает 93,7 мВ в случае вычисления посредством ПО TALGAT и 91,68 мВ при использовании САПР ADS. Таким образом, ослабление СКИ составило 5,34 раза и 5,45 раза (относительно Е/2). Разница между задержками и амплитудами импульсов не превышает 0,17 % и 9,6 % соответственно. Таким образом, вычисленные формы напряжения в ПО TALGAT и САПР ADS согласуются как качественно, так и количественно. Вычисленные в ПО TALGAT погонные задержки мод исследуемой линии: $\tau_1 = 15,5 \text{ Hc/m}, \quad \tau_2 = 16,46 \text{ Hc/m}, \quad \tau_3 = 16,89 \text{ Hc/m}, \quad \tau_4 = 19,48 \text{ Hc/m}.$ Задержки каждого из 10 импульсов разложения: $t_{H2} = 24,81$ нс, $t_{U4} = 26,34$ Hc, $t_{M5} = 25,92$ нс, $t_{VI6} = 26,69$ Hc, $t_{W3} = 25,57$ Hc, $t_{V8} = 27,99$ Hc, $t_{W7} = 27,04$ Hc, $t_{H9} = 28,75$ Hc, $t_{W10} = 29.1$ Hc, *t*_{*U*11} = 31,17 нс. При подстановке известных значений условия (5.12)-(5.17) выполняются.

Для уменьшения габаритов линии её можно свернуть в несколько неосновных витков со слабой связью между проводниками исходной линии, как это было сделано в разделе 3. Для выбранного набора параметров оптимальное количество таких витков составляет 16. Тогда размеры линии будут 100×113,4 мм

141

с учетом расстояния между неосновными витками $s_n = 3$ мм. Формы напряжения на выходе исходной и свернутой линии показаны на рисунке 5.10.



Рисунок 5.10 – Формы напряжения на выходе исходной (···) и свернутой (—) линий

Видно, что СКИ на выходе свернутой линии представлен последовательностью из 11 импульсов, амплитуда которых не превышает 87 мВ, а разница задержек основных импульсов разложения в исходной и свернутой линий не превышает 1,2 %. Ослабление СКИ в свернутой линии составляет 5,75 раза (относительно *E*/2). Таким образом, сворачивание линии привело к незначительному росту ослабления по сравнению с исходной линией. Вероятнее всего, это вызвано искажениями из-за отражений в свернутой линии, которые обусловлены наличием дополнительных перемычек.

Затем выполнено моделирование с использованием оцифрованной осциллограммы воздействия с амплитудой 1 В и длительностью 480 пс (по уровню 0,1 от 1 В) с выхода генератора С9-11 (рисунок 5.11). На рисунке 5.12 представлен вычисленный в ПО TALGAT отклик на выходе свернутой линии на это воздействие. Как видно, СКИ на выходе исследуемой линии представлен последовательностью лишь из 6 основных импульсов, амплитуда которых не превышает 74,8 мВ. Количество импульсов уменьшилось до 6, поскольку длительность воздействующего импульса с генератора С9-11 больше длительности СКИ при моделировании. Это привело к неполному разложению СКИ, однако его ослабление составило 6,7 раза (относительно *E*/2), что больше, чем при моделировании (5,75 раза на рисунке 5.10). Как отмечалось выше, такой результат может быть вызван влиянием искажений из-за отражений от неоднородностей в виде перемычек неосновных витков.



Искажения по-разному влияют на форму выходного сигнала и его максимальную амплитуду. Они зависят от расстояния s_n и для оценки его влияния выполнено моделирование временного отклика при $s_n = 5,7, 3, 2,5, 2, 1,5, 1$ и 0,5 мм (рисунок 5.13, таблица 5.2).




S _n , MM	<i>V</i> 6, B	Ослабление (относительно <i>E</i> /2)		
5,7	0,0857	5,96		
3	0,0748	6,36		
2,5	0,0716	6,25		
2	0,0626	6,35		
1,5	0,0588	7,19		
1	0,0518	8,32		
0,5	0,0412	10,66		

Таблица 5.2 – Зависимость амплитуды сигнала на выходе линии (в узле *V*6) от расстояния между неосновными витками *s_n*

На рисунке 5.13 видно, что с уменьшением расстояния между неосновными витками увеличиваются отражения, а также их влияние на форму и амплитуду сигнала на выходе линии. Чем меньше значение s_n , тем больше искажаются основные импульсы разложения. Однако при этом увеличивается ослабление (см. таблицу 5.2). Так, максимальное ослабление составляет 10,66 раза при $s_n = 0,5$ мм. Поэтому далее используется $s_n = 0,5$ мм. За счет уменьшения s_n размеры устройства существенно уменьшаются. Следовательно, появляется возможность увеличить общую длину основного витка за счет увеличения количества неосновных витков до 21. Размеры такой линии составляют 94×100 мм.

Вычислена форма сигнала в конце линии, свернутой в 21 неосновной виток, квазистатическим способом в ПО TALGAT и САПР ADS, а также электродинамическим способом в САПР ЕМРго. Из-за сложности одновременного анализа всех трех форм сигнала они показаны отдельно на рисунках 5.14–5.16.

На рисунках 5.14–5.16 видно, что амплитуда выходного сигнала определяется импульсом отрицательной полярности. Максимальные уровни сигнала на выходе линии, полученные в TALGAT, ADS и EMPro, составили 44, 41 и 31 мВ соответственно, а ослабление – 11,36, 10,6 и 16,1 раза соответственно. Столь существенное отличие ослабления, вычисленного в EMPro, обусловлено возможностью учёта потерь в проводниках, диэлектрике и на отражение при моделировании электродинамическим методом. Результаты, полученные в разных программных продуктах, также отличаются качественно, потому что в их основе лежат разные численные методы. Наибольшие отличия наблюдаются в диапазоне 30–45 нс на рисунке 5.16. Это также объясняется учётом всех видов потерь при электродинамическом моделировании.



Таким образом, выполнен анализ разложения СКИ в витке МЛ на основе МПЛ с двумя пассивными проводниками. Рассмотрены различные наборы окончаний пассивных проводников и получены оптимальные параметры исследуемой линии по критерию минимизации амплитуды выходного сигнала. Сформулированы условия разложения СКИ. Выполнена оптимизация геометрических параметров линии с учетом технологических возможностей производителей печатных плат. Показана возможность уменьшения габаритов линии за счёт сворачивания в 21 неосновной виток. Выявлено, что уменьшение расстояния между неосновными витками усиливает влияние искажений на форму сигнала и уменьшает амплитуду СКИ на выходе линии. Проведена оценка ослабления реального оцифрованного воздействия на выходе свернутой в 21 виток линии. Ослабление, полученное в ПО TALGAT, САПР ADS и САПР ЕМРго, составило 11,4, 10,6 и 16,1 раза соответственно. Показано приемлемое согласование результатов, полученных в разных программных продуктах.

5.3 Устройство на основе 3-проводного модального фильтра и витка меандровой микрополосковой линии

Исследуем возможность проектирования гибридных устройств на основе каскадного соединения МФ и витка МЛ [121, 122]. В такой структуре СКИ будет раскладываться сначала в МФ на последовательность импульсов (по количеству проводников МФ, не считая опорного), а затем каждый из импульсов с выхода МФ на последовательность импульсов в витке МЛ, что увеличит ослабление.

Сначала рассмотрим гибридное устройство на основе 3-проводного МФ и витка меандровой микрополосковой линии. В результате разложения СКИ на выход 3-проводного МФ придут три моды (по количеству проводников МФ, не считая опорного) [123]. В витке МЛ на основе МПЛ необходимо обеспечить разложение каждого из импульсов с выхода МФ аналогично тому, как это было сделано в разделе 3 при каскадном соединении двух витков МЛ на основе МПЛ. Таким образом, при оптимальных параметрах поперечных сечений 3-проводного МФ и витка МЛ, включенных каскадно, на выходе устройства будет наблюдаться 9 основных импульсов разложения, поскольку каждый из 3 импульсов с выхода 3-проводного МФ разложится еще на 3 импульса в витке меандровой МПЛ.

Так как рассматриваются два полосковых устройства с разными параметрами поперечного сечения, то на рисунке 5.17 приведены поперечные сечения 3-проводного МФ и витка МЛ на основе МПЛ, где $w_{M\phi}$ и $w_{M\pi}$ – ширина проводников; $t_{M\phi}$ и $t_{M\pi}$ – толщина проводников; $s_{1M\phi}$, $s_{2M\phi}$ и $s_{M\pi}$ – расстояния между проводниками; $h_{M\phi}$ и $h_{M\pi}$ – толщина основы; а $\varepsilon_{rM\phi}$ и $\varepsilon_{rM\pi}$ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.



Рисунок 5.17 – Поперечное сечение 3-проводного МФ (*a*) и витка МЛ на основе МПЛ (б)

Схема соединений исследуемого устройства представляет собой 3-проводный МФ, соединенный каскадно с витком меандровой МПЛ (рисунок 5.18). МФ состоит из трех параллельных проводников длиной $l_{M\phi}$, первый из которых на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником э.д.с. *E* с внутренним сопротивлением *R*1, а на дальнем конце – с ближним концом первого проводника витка МЛ (в узле *V*5).

Два других проводника МФ соединены на концах с резисторами R2–R5 на землю. Виток МЛ, как и ранее, состоит из двух параллельных проводников длиной $l_{\rm MЛ}$, соединенных между собой на дальнем конце. Второй проводник МЛ соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением *R*6. Сопротивления *R*1–*R*6 приняты по 50 Ом. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с э.д.с. 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.



Рисунок 5.18 – Схема соединений 3-проводного модального фильтра и витка меандровой микрополосковой линии

Сформулируем условия разложения СКИ в гибридном устройстве. Как отмечено ранее, количество мод, распространяющихся в многопроводных МПЛ, определяется количеством проводников в структуре, не считая опорного, причем каждая мода имеет свою погонную задержку [123]. Следовательно, в 3-проводном МФ распространяются 3 моды с погонными задержками τ_1 , τ_2 , τ_3 , а в витке МЛ на основе МПЛ – только нечетная и четная моды с задержками τ_o и τ_e соответственно. Кроме того, на выходе МЛ наблюдается перекрестная наводка на ближнем конце, которая приходит без задержки. Зная погонные задержки каждой моды и длины $l_{\rm Mф}$ и $l_{\rm MЛ}$, можно определить задержку каждого из импульсов разложения на выходе гибридного устройства (см. раздел 2): $t_{H1} = \tau_1 l_{\rm Mф}$, $t_{H2} = \tau_1 l_{\rm M\phi} + \tau_o 2 l_{\rm MЛ}$, $t_{H3} = \tau_1 l_{\rm M\phi}$, $t_{H4} = \tau_2 l_{\rm M\phi}$, $t_{H5} = \tau_2 l_{\rm M\phi} + \tau_o 2 l_{\rm MЛ}$, $t_{H7} = \tau_3 l_{\rm M\phi}$, $t_{H8} = \tau_3 l_{\rm M\phi} + \tau_o 2 l_{\rm MЛ}$, $t_{H9} = \tau_3 l_{\rm M\phi} + \tau_e 2 l_{\rm MЛ}$.

Для полного разложения СКИ на выходе устройства необходимо, чтобы задержка каждого последующего импульса была больше суммы задержки предыдущего и общей длительности СКИ. Используя выражения, определяющие задержки импульсов И1–И9, запишем условия разложения СКИ:

$$\tau_1 l_{\mathsf{M}\phi} + \tau_o 2 l_{\mathsf{M}\mathfrak{I}} \ge \tau_1 l_{\mathsf{M}\phi} + t_{\mathsf{C}\mathsf{K}\mathsf{H}}; \tag{5.18}$$

$$\tau_{1}l_{M\Phi} + \tau_{e}2l_{M\Pi} \ge \tau_{1}l_{M\Phi} + \tau_{o}2l_{M\Pi} + t_{CKH};$$
(5.19)

$$\tau_2 l_{\mathsf{M}\Phi} \ge \tau_1 l_{\mathsf{M}\Phi} + \tau_e 2 l_{\mathsf{M}\Pi} + t_{\mathsf{CKH}}; \tag{5.20}$$

$$\tau_2 l_{\mathsf{M}\phi} + \tau_o 2 l_{\mathsf{M}\Pi} \ge \tau_2 l_{\mathsf{M}\phi} + t_{\mathsf{CKH}}; \tag{5.21}$$

$$\tau_2 l_{\mathsf{M}\phi} + \tau_e 2 l_{\mathsf{M}\Pi} \ge \tau_2 l_{\mathsf{M}\phi} + \tau_o 2 l_{\mathsf{M}\Pi} + t_{\mathsf{CKH}}; \qquad (5.22)$$

$$\tau_3 l_{\mathrm{M}\phi} \ge \tau_2 l_{\mathrm{M}\phi} + \tau_e 2 l_{\mathrm{M}\Pi} + t_{\mathrm{CKH}}; \qquad (5.23)$$

$$\tau_3 l_{\mathrm{M}\phi} + \tau_o 2 l_{\mathrm{M}\Pi} \ge \tau_3 l_{\mathrm{M}\phi} + t_{\mathrm{CKH}}; \qquad (5.24)$$

$$\tau_{3}l_{M\phi} + \tau_{e}2l_{M\pi} \ge \tau_{3}l_{M\phi} + \tau_{o}2l_{M\pi} + t_{CKH}.$$
(5.25)

После простых алгебраических преобразований выражения (5.18), (5.21), (5.24) примут одинаковый вид

$$\tau_o 2l_{\rm MJI} \ge t_{\rm CKH},\tag{5.26}$$

а выражения (5.19), (5.22) и (5.25) –

$$\tau_e 2l_{\rm MJI} \ge \tau_o 2l_{\rm MJI} + t_{\rm CKH}.$$
(5.27)

Таким образом, для разложения СКИ на последовательность из 9 импульсов в гибридном устройстве на основе 3-проводного МФ и витка меандровой микрополосковой линии нужно выполнить условия (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27).

По критерию обеспечения условий (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27) проведен эвристический поиск оптимальных параметров 3-проводного МФ и витка МЛ на основе МПЛ. Получены следующие оптимальные параметры: $w_{\rm M\phi} = 500$ мкм, $t_{\rm M\phi} = 200$ мкм, $h_{\rm M\phi} = 1500$ мкм, $s_{1\rm M\phi} = 10$ мкм, $s_{2\rm M\phi} = 90$ мкм, $\varepsilon_{r\rm M\phi} = 25$; $w_{\rm M\pi} = 500$ мкм, $t_{\rm M\pi} = 300$ мкм, $h_{\rm M\pi} = 500$ мкм, $s_{\rm M\pi} = 32$ мкм и $\varepsilon_{r\rm M\pi} = 80$.

Вычисленные матрицы МФ:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 701,788 & -522,889 & -25,7018 \\ -522,889 & 833,382 & -209,232 \\ -25,7018 & -209,232 & 393,704 \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} \Phi/\mathbf{M},$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 436, 439 & 408, 047 & 311, 67 \\ 408, 047 & 432, 014 & 327, 158 \\ 311, 67 & 327, 158 & 471, 996 \end{bmatrix} \text{H}\Gamma\text{H/M}.$$

Вычисленные матрицы МЛ на основе МПЛ:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,79082 & -0,795507 \\ -0,795507 & 1,79082 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Phi/\mathbf{M},$$
$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 278,427 & 229,597 \\ 229,597 & 278,427 \end{bmatrix} \mathbf{H} \Gamma \mathbf{H}/\mathbf{M}.$$

Из матриц C и L получены погонные задержки мод МФ $\tau_2 = 9,09$ HC/M, $\tau_3 = 12,54$ HC/M $\tau_1 = 5,70$ нс/м, И ΜЛ витка $\tau_o = 11,24$ нс/м, $\tau_e = 22,49$ нс/м. С учетом условий (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27) определены длины МФ и МЛ: $l_{\rm mb} = 1200$ мм и $l_{\rm MJ} = 50$ мм. Используя результаты предварительного анализа, рассчитанные погонные задержки мод и длины МФ и МЛ, проверим выполнение условий (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27). После подстановки известных переменных в (5.20) получим $10,92 \text{ hc} \ge 9,29 \text{ hc}$, в (5.23) - 15,04 нс $\ge 13,37$ нс, в (5.26) - 1,12 нс $\ge 0,2$ нс, в (5.27) - 1,12 нс $\ge 0,2$ нс (5.27) - 1,12 нс (5.27) -2,25 нс ≥ 1,32 нс. Таким образом, условия (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27) выполняются с запасом. Задержки 9 основных импульсов отличаются более чем на 0,2 нс (таблица 5.3).

Таблица 5.3 – Вычисленные задержки (нс) основных импульсов на выходе устройства

<i>t</i> _{<i>U</i>1}	t _{И2}	t _U 3	<i>t</i> _{1/1} 4	t _{M5}	<i>t</i> 116	<i>t</i> _{И7}	<i>t</i> ₁₁₈	<i>t</i> 119
6,85	7,97	9,09	10,92	12,04	13,17	15,04	16,17	17,29

Для подтверждения описанного выше вычислен отклик исследуемого гибридного устройства на воздействие СКИ. На рисунке 5.19 представлена форма выходного напряжения в диапазоне 6–18 нс (так как после 18 нс наблюдаются только отражения с меньшей амплитудой) при выполнении условий (5.20), (5.23), (5.26) и (5.27). Как видим, временной отклик представлен последовательностью импульсов с амплитудой менее 52 мВ. Первая последовательность (Π 1) является результатом разложения импульса первой моды с выхода МФ на перекрестную наводку и нечетную и четную моды в витке МЛ, вторая (Π 2) – импульса второй моды, а третья (Π 3) – импульса третьей моды. Так, импульсы И1, И4 и U7 являются перекрестными наводками на выходе витка МЛ (узел V9) от импульсов первой ($U_{\rm M1}$), второй ($U_{\rm M2}$) и третьей ($U_{\rm M3}$) мод соответственно, пришедших на выход МФ (в узел V5). При этом импульсы U2 и U3 являются импульсами нечетной и четной мод витка МЛ от $U_{\rm M1}$, U5 и U6 – от $U_{\rm M2}$, U8 и U9 – от $U_{\rm H3}$. В конце устройства присутствуют импульсы меньшей амплитуды (по сравнению с основными импульсами), вызванные отражениями. В результате ослабление СКИ на выходе гибридного устройства составляет 9,8 раза (относительно E/2).



Чтобы проверить справедливость условий, рассмотрим случаи, когда они не выполняются. Пусть не выполняются условия (5.20), (5.23), например за счет уменьшения $l_{M\phi}$ до 700 мм и увеличения t_{CKH} до 0,3 нс. После подстановки значений переменных в неравенство (5.20) получим 6,37 нс \leq 6,44 нс, а в (5.23) – 8,77 нс \leq 8,82 нс. Форма выходного сигнала при таких параметрах показана на рисунке 5.20.

Рассмотрим случай, когда не выполняется условие (5.26), например за счет уменьшения $s_{\rm MЛ}$ до 10 мкм, $\varepsilon_{r\rm MЛ}$ до 40, $l_{\rm MЛ}$ до 15 мм. После подстановки значений переменных в неравенство (5.26) получим 0,18 нс \leq 0,2 нс. Форма выходного сигнала при таких параметрах показана на рисунке 5.21.



Наконец, пусть не выполняется условие (5.27). Для этого уменьшим $\varepsilon_{\rm MJ}$ до 10, а $l_{\rm MJ}$ до 25 мм. После подстановки значений переменных в неравенство (5.27) получим 0,41 нс \leq 0,45 нс. Форма

выходного сигнала при таких параметрах показана на рисунке 5.22.



На рисунке 5.20 видно, что импульс ИЗ накладывается на импульс И4, а импульс И6 накладывается на импульс И7, на импульсы И8 накладываются отраженные импульсы. Кроме того, задержки всех импульсов уменьшились (по сравнению с рисунком 5.19). Например, задержка импульса И1 уменьшилась до 3,99 нс, а И9 – до 11,02 нс. Амплитуда выходного напряжения составила 69 мВ.

На рисунке 5.21 видно, что фронты импульсов нечетных мод *И*2, *И*5 и *И*8 накладываются на спады импульсов *И*1, *И*4 и *И*7. Амплитуда выходного напряжения увеличилась до 94 мВ.

На рисунке 5.22 видно, что импульсы U_{M1} , U_{M2} и U_{M3} не полностью раскладываются на импульсы U2, U5, U8 и U3, U6, U9. При этом амплитуда сигнала на выходе линии составила 72 мВ.

Таким образом, продемонстрировано разложение СКИ в устройстве из 3-проводного МФ и витка МЛ на основе МПЛ. Сформулирован ряд условий, обеспечивающих такое разложение. Получено ослабление СКИ в 9,8 раза (относительно E/2). Показаны временные отклики, когда эти условия не выполняются, из-за чего увеличивается амплитуда выходного сигнала.

5.4 Устройство на основе 3-проводного модального фильтра и витка меандровой линии с лицевой связью

Исследуем гибридное устройство на основе 3-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью. Поперечное сечение 3-проводного МФ такое же, как на рисунке 5.17, а поперечное сечение витка МЛ с лицевой связью показано на рисунке 5.23. Схема соединений гибридного устройства такая же, как на рисунке 5.18. Окончания проводников приняты по 50 Ом, а воздействие – как в подразделе 5.3.



Рисунок 5.23 – Поперечное сечение витка меандровой линии с лицевой связью

Детальный анализ количества импульсов разложения в 3-проводном МФ выполнен в подразделе 5.3. Из раздела 4 известно, что в витке МЛ с лицевой связью распространяются с задержками четная (τ_e) и нечетная (τ_o) моды, а также дополнительный импульс (($\tau_o + \tau_e$)/2). Также в МЛ есть перекрестная наводка, которая приходит на выход МЛ без задержки. Таким образом, в гибридном устройстве СКИ может быть разложен на 12 импульсов (сначала на 3 импульса в МФ, а затем каждый из них еще на 4 импульса в МЛ). Тогда выражения, определяющие задержку каждого из импульсов разложения ($t_{и1} - t_{и12}$) на выходе гибридного устройства, будут иметь следующий вид:

$$\begin{split} t_{U1} &= l_{\rm M\phi} \tau_1, \ t_{U2} = l_{\rm M\phi} \tau_1 + 2l_{\rm M\pi} \tau_e, \ t_{U3} = l_{\rm M\phi} \tau_1 + l_{\rm M\pi} \left(\tau_o + \tau_e \right), \\ t_{U4} &= l_{\rm M\phi} \tau_1 + 2l_{\rm M\pi} \tau_o, \ t_{U5} = l_{\rm M\phi} \tau_2, \ t_{U6} = l_{\rm M\phi} \tau_2 + 2l_{\rm M\pi} \tau_e, \end{split}$$

$$\begin{split} t_{H7} &= l_{\rm M\varphi} \tau_2 + l_{\rm MJ} \left(\tau_o + \tau_e \right), \ t_{H8} = l_{\rm M\varphi} \tau_2 + 2 l_{\rm MJ} \tau_o, \ t_{H9} = l_{\rm M\varphi} \tau_3, \\ t_{H10} &= l_{\rm M\varphi} \tau_3 + 2 l_{\rm MJ} \tau_e, \ t_{H11} = l_{\rm M\varphi} \tau_3 + l_{\rm MJ} \left(\tau_o + \tau_e \right), \\ t_{H12} &= l_{\rm M\varphi} \tau_3 + 2 l_{\rm MJ} \tau_o. \end{split}$$

Для полного разложения СКИ нужно, чтобы задержка каждого последующего импульса была не меньше суммы задержки предыдущего и общей длительности СКИ. Зная выражения, определяющие задержки импульсов, это можно обеспечить рядом простых условий:

$$2l_{\rm MJ}\tau_e \ge t_{\rm CKH};\tag{5.28}$$

$$l_{\rm MJ}\tau_o - l_{\rm MJ}\tau_e \ge t_{\rm CKH}; \tag{5.29}$$

$$l_{\mathrm{M}\phi}\tau_2 \ge l_{\mathrm{M}\phi}\tau_1 + 2l_{\mathrm{M}\pi}\tau_o + t_{\mathrm{CKH}}; \qquad (5.30)$$

$$l_{\mathsf{M}\Phi}\tau_3 \ge l_{\mathsf{M}\Phi}\tau_2 + 2l_{\mathsf{M}\Pi}\tau_o + t_{\mathsf{CKH}}.$$
(5.31)

Для поиска оптимальных параметров устройств выполнено моделирование каждого из них по отдельности. Сначала выполнен анализ влияния изменения расстояний между проводниками (s_{1мф} и s_{2мф}), а также относительной диэлектрической проницаемости основы ($\varepsilon_{r M \varphi}$) 3-проводного МФ на погонные задержки мод τ_1 , τ_2 , τ_3 и максимальный уровень сигнала на выходе М
Ф $V_{\rm max}.$ Значение s_{1мф} изменялось с шагом 50 мкм в диапазоне 1000–1450 мкм, значение $s_{2м\phi}$ – в диапазоне 1420–1870 мкм с тем же шагом, значение $\varepsilon_{rм\phi}$ – в диапазоне 10–100 с шагом 10. Такие диапазоны выбраны на основе результатов предварительного анализа. Исходные параметры МФ: $w_{M\varphi} = 870$ мкм, $t_{M\varphi} = 315$ мкм, $s_{1M\varphi} = 1200$ мкм, $s_{2M\Phi} = 1620$ мкм, $h_{M\Phi} = 570$ мкм, $\varepsilon_{rM\Phi} = 50$, $l_{M\Phi} = 2600$ мм. Полученные зависимости показаны на рисунке 5.24. Видно, что увеличение $s_{1M\Phi}$ приводит к уменьшению τ_1 и росту τ_2 во всем диапазоне значений, при этом значение τ_3 практически не изменяется. Аналогичный характер зависимостей погонных задержек наблюдается при изменении $s_{2M\Phi}$. Более интересен характер изменения V_{max} :

при изменении $s_{1M\phi}$ в диапазоне 1000–1100 мкм значение V_{max} возрастает на 4 %, затем до $s_{1M\phi}$ = 1250 мкм уменьшается на 10 %, а после скачкообразно возрастает на 86%. Значение V_{max} при увеличении $s_{2M\phi}$ от 1420 до 1620 мкм уменьшается на 12 %, а далее при увеличении $s_{2M\phi}$ до 1870 мкм значение V_{max} возрастает на 8 %.



Рисунок 5.24 – Зависимости τ_1 (—), τ_2 (····), τ_3 (-·-) от $s_{1M\varphi}(a)$, $s_{2M\varphi}(e)$ и $\varepsilon_r(d)$, а также V_{max} от $s_{1M\varphi}(d)$, $s_{2M\varphi}(e)$ и $\varepsilon_{rM\varphi}(e)$ 3-проводного модального фильтра

Примечательно, что при увеличении $s_{2M\phi}$ от 1520 до 1570 мкм значение V_{max} не изменяется и составляет 54 мВ. Значение V_{max}

уменьшается во всем диапазоне изменения $\varepsilon_{rm\phi}$ на 60 %, однако зависимость имеет скачкообразный выброс (на 28 %) при $\varepsilon_{rm\phi} = 40$. Отметим, что скачкообразное изменение V_{max} на всех зависимостях вызвано наложением отраженных импульсов положительной полярности на импульс разложения той же полярности, имеющий наибольший уровень, которым определяется амплитуда выходного сигнала.

Аналогичный анализ выполнен для витка МЛ. Также оценено влияние расстояния между проводниками $s_{\rm MЛ}$ и относительной диэлектрической проницаемости основы МЛ $\varepsilon_{rMЛ}$ на погонные задержки четной и нечетной мод (τ_e и τ_o) и максимальный уровень сигнала на выходе витка $V_{\rm max}$. Значение $s_{\rm MЛ}$ изменялось в диапазоне 80–530 мкм с шагом 50 мкм, а значение $\varepsilon_{rMЛ}$ – в диапазоне 10–100 с шагом 10. Исходные параметры МЛ: $w_{\rm MЛ}$ = 300 мкм, $t_{\rm MЛ}$ = 105 мкм, $s_{\rm MЛ}$ = 278 мкм, $h_{\rm MЛ}$ = 510 мкм, $\varepsilon_{rMЛ}$ = 13, $l_{\rm MЛ}$ = 50 мм. Полученные результаты представлены на рисунке 5.25.





На рисунке 5.25,*а* видно, что изменение $s_{MЛ}$ не оказывает существенного влияния на τ_o , а τ_e сначала увеличивается на 5 %, а затем уменьшается на 4 %. На рисунке 5.25,*в* наблюдается скачкообразный характер зависимости $V_{max}(s_{MЛ})$: сначала значение V_{max} с увеличением $s_{MЛ}$ от 80 до 180 мкм уменьшается на 24 %, а затем возрастает на 32 % при $s_{MЛ} = 530$ мкм. Увеличение $\varepsilon_{rMЛ}$ приводит к монотонному росту погонных задержек мод (рисунок 5.25,*б*), а также их разности. Зависимость $V_{max}(\varepsilon_{rMЛ})$ также имеет скачкообразный характер (рисунок 5.25,*г*): в диапазонах от 10 до 50 и от 60 до 90 значение V_{max} уменьшается на 34 % и 30 % соответственно, а в диапазонах от 50 до 60 и от 90 до 100 – увеличивается на 56 % и 43 % соответственно.

В результате анализа выбраны следующие оптимальные параметры, обеспечивающие условия (5.28)–(5.31): $w_{M\varphi} = 870$ мкм, $t_{M\varphi} = 315$ мкм, $s_{1M\varphi} = 1200$ мкм, $s_{2M\varphi} = 1620$ мкм, $h_{M\varphi} = 570$ мкм, $\varepsilon_{rM\varphi} = 50$, $l_{M\varphi} = 2600$ мм; $\varepsilon_{rM\Pi} = 13$, $l_{M\Pi} = 50$ мм, $w_{M\Pi} = 300$ мкм, $t_{M\Pi} = 105$ мкм, $s_{M\Pi} = 278$ мкм, $h_{M\Pi} = 510$ мкм. Погонные задержки составили: $\tau_{1M\varphi} = 16,31$ нс/м, $\tau_{2M\varphi} = 17,11$ нс/м, $\tau_{3M\varphi} = 18,44$ нс/м, $\tau_e = 13,87$ нс/м, $\tau_o = 18,06$ нс/м. При их подстановке условия (5.28)–(5.31) выполняются. Вычисленная форма сигнала на выходе устройства показана на рисунке 5.26.



На рисунке видно, что СКИ на выходе устройства представлен последовательностью из 12 основных импульсов с амплитудой, не превышающей 52 мВ. Также отклик содержит отраженные импульсы. В итоге ослабление СКИ (относительно *E*/2) составило 10,6 раза.

5.5 Устройство на основе 4-проводного модального фильтра и витка меандровой линии с лицевой связью

Теперь рассмотрим гибридное устройство на основе 4-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью. Поперечное сечение МФ показано на рисунке 5.27. МЛ с лицевой связью имеет такое же поперечное сечение, как на рисунке 5.23. Схема соединений гибридного устройства приведена на рисунке 5.28. Сопротивление генератора и окончания проводников приняты по 50 Ом. Воздействие выбрано таким же, как в подразделе 5.3.



Рисунок 5.27 – Поперечное сечение 4-проводного модального фильтра



Рисунок 5.28 – Схема соединений 4-проводного модального фильтра и витка меандровой линии с лицевой связью

На выходе 4-проводного МФ будут наблюдаться 4 моды с задержками τ_1 , τ_2 , τ_3 и τ_4 соответственно, а в витке МЛ с лицевой связью, как и прежде, за счёт асимметрии поперечного сечения могут распространяться всего 4 импульса. Тогда при разложении в МЛ каждого импульса с выхода МФ СКИ на выходе гибридного устройства может быть разложен на последовательность из 16 импульсов.

Для упрощения поиска оптимальных параметров МФ выполнен анализ влияния расстояний между проводниками $s_{1M\varphi}$, $s_{2M\varphi}$ и $s_{3M\varphi}$, а также относительной диэлектрической проницаемости основы $\varepsilon_{rM\varphi}$ 4-проводного МФ на погонные задержки мод τ_1 , τ_2 , τ_3 и τ_4 и максимальный уровень сигнала на выходе МФ V_{max} . Значение $s_{1M\varphi}$ изменялось в диапазоне 2420–2870 мкм, $s_{2M\varphi}$ – 3340– 3790 мкм, $s_{3M\varphi}$ – 3200–3650 мкм с шагом 50 мкм, а значение $\varepsilon_{rM\varphi}$ изменялось в диапазоне от 10 до 100 с шагом 10. Исходные параметры МФ: $w_{M\varphi}$ = 1519 мкм, $t_{M\varphi}$ = 550 мкм, $s_{1M\varphi}$ = 2618 мкм, $s_{2M\varphi}$ = 3535 мкм, $s_{3M\varphi}$ = 3404 мкм, $h_{M\varphi}$ = 995 мкм, $\varepsilon_{rM\varphi}$ = 50, $l_{M\varphi}$ = = 6100 мм. Полученные зависимости представлены на рисунке 5.29.

Как видим, изменение $s_{1M\varphi}$, $s_{2M\varphi}$ и $s_{3M\varphi}$ практически не оказывает влияния на погонные задержки мод, а увеличение ε_{rmb} приводит к их монотонному росту. При увеличени
и $s_{1{\rm M}\varphi}$ с 2420 до 2570 мкм значение V_{max} слабо уменьшается на 9 %, а затем наблюдается резкое увеличение $V_{\rm max}$ на 58 %. При увеличении s_{2мф} наблюдается близкий характер зависимости: в диапазоне от 3340 до 3640 мкм значение $V_{\rm max}$ сначала уменьшается на 7 %, а после возрастает на 61 %. При увеличении $s_{3M\Phi}$ значение V_{max} резко уменьшается на 36 %, а затем уменьшение становится менее выраженным. При увеличении $\varepsilon_{rM\phi}$ значение V_{max} сначала уменьшается на 55 %, при $\varepsilon_{rM\Phi} = 40$ наблюдается максимум зависимости (увеличение на 42 %), а после этого V_{max} продолжает убывать. Резкий скачкообразный характер изменения зависимостей V_{max} объясняется наложением отражений на основные импульсы разложения, определяющие амплитуду сигнала на выходе МΦ.





Выражения, определяющие задержки первых 12 импульсов $t_{U1} - t_{U12}$ на выходе гибридного устройства, будут такими же, как в подразделе 5.4, а задержки остальных импульсов $t_{U13} = l_{M\phi}\tau_4$,

 $t_{H14} = l_{M\phi}\tau_4 + 2l_{M\pi}\tau_e$, $t_{H15} = l_{M\phi}\tau_4 + l_{M\pi}(\tau_e + \tau_o)$, $t_{H16} = l_{M\phi}\tau_4 + 2l_{M\pi}\tau_o$. Условия разложения СКИ для структуры на рисунке 5.28 такие же, как в подразделе 5.4, но с учетом того, что в МФ распространяются 4 моды с соответствующими задержками. Поэтому к условиям (5.28)–(5.31) добавится условие

$$l_{\mathrm{M}\Phi}\tau_4 \ge l_{\mathrm{M}\Phi}\tau_3 + 2l_{\mathrm{M}\Pi}\tau_o + t_{\mathrm{CKH}}.$$
(5.32)

На основании результатов анализа выполнен поиск оптимальных параметров поперечных сечений МФ и МЛ, обеспечивающих условия (5.28)–(5.32). Получены следующие оптимальные пара- $W_{\rm M}\phi = 1519$ мкм, $t_{\rm M} = 550$ мкм, метры: $s_{1 \text{M} \phi} = 2618 \text{ MKM},$ $s_{2M\Phi} = 3535$ MKM, $s_{3M\phi} = 3404$ мкм, $h_{\rm M\phi} = 995$ мкм, $\varepsilon_{rMD} = 50,$ $l_{\rm mp} = 6100$ мм; $w_{\rm mi} = 300$ мкм, $t_{\rm mi} = 105$ мкм, $s_{\rm mi} = 278$ мкм, $h_{\rm mi} =$ = 510 мкм, $\varepsilon_{r_{MJ}}$ = 13, l_{MJ} = 50 мм. Они дают погонные задержки $\tau_{1M\Phi} = 16,5 \text{ Hc/m}, \quad \tau_{2M\Phi} = 16,83 \text{ Hc/m}, \quad \tau_{3M\Phi} = 17,52 \text{ Hc/m},$ $\tau_{4Mh} =$ = 18,32 нс/м, τ_e = 13,87 нс/м, τ_o = 18,06 нс/м. При подстановке известных значений условия (5.28)-(5.32) выполняются. Вычисленная форма СКИ на выходе гибридного устройства показана на рисунке 5.30.



Рисунок 5.30 – Форма напряжения сверхкороткого импульса на выходе устройства при выполнении условий (5.28)–(5.32)

На рисунке видно, что СКИ на выходе каскадно соединенных 4-проводного МФ и МЛ с лицевой связью представлен последовательностью из 16 импульсов с амплитудой менее 42 мВ. Также на выходе присутствуют импульсы, вызванные отражениями. Таким образом, ослабление СКИ (относительно E/2) составило 11,92 раза.

5.6 Выводы

Представлены результаты исследования полосковых устройств защиты от СКИ на основе витка МЛ. Рассмотрены устройства на основе МЛ с дополнительными проводниками и гибридные устройства в виде последовательно соединенных 3- и 4-проводного МФ и витка МЛ на основе МПЛ и с лицевой связью. Для каждого устройства получены условия, обеспечивающие полное разложение СКИ на их выходе, и показана возможность выбора оптимальных параметров поперечного сечения каждого из устройств для выполнения этих условий.

При исследовании устройств на основе витка МЛ с одним и двумя пассивными проводниками показано, что на их выходе, помимо импульсов мод и перекрестной наводки, наблюдаются дополнительные импульсы. Они возникают из-за асимметрии поперечного сечения и являются ресурсом для дополнительной минимизации амплитуды СКИ. На выходе витка МЛ с одним и двумя проводниками СКИ раскладывается на 7 и 11 импульсов соответственно, а его ослабление составляет 5,38 и 6,4 раза. Показана возможность увеличения ослабления СКИ в МЛ с двумя дополнительными проводниками посредством её сворачивания в 21 неосновной виток (для уменьшения габаритов устройства) из-за более выраженного влияния искажений. Моделирование выполнялось в трех разных программных продуктах на примере оцифрованного воздействия реального генератора. В результате квазистатического и электродинамического моделирования показано ослабление в 11,4 и 16,1 раза соответственно.

На примере каскадного соединения МФ и МЛ установлено, что за счёт разложения СКИ на последовательность импульсов сначала в МФ (определяется количеством проводников МФ, не считая опорного), а затем каждого из импульсов последовательности в витке МЛ можно обеспечить существенное ослабление. Так в устройствах на основе каскадного соединения 3-проводного МФ и витка МЛ с боковой и лицевой связью СКИ может быть разложен на 9 и 12 импульсов соответственно, а ослабление при этом составит 9,8 и 10,6 раза. Полученные результаты подтверждают возможность существенного ослабления СКИ в устройствах на основе витка МЛ с дополнительными проводниками и в гибридных устройствах на основе МФ и МЛ, поэтому такие устройства перспективны для исследований.

Заключение

В монографии систематизированы результаты многолетних исследований модального разложения импульсных сигналов, возможности защиты РЭС от СКИ за счёт свойств МЛ и построения устройств защиты на их основе. Авторы надеются, что их работа окажется полезной для читателя.

Обоснована актуальность защиты РЭС от ЭМВ, при этом в качестве основной угрозы выделены преднамеренные ЭМВ и интенсивное развитие технологий генерации СКИ. Представлен обзор традиционных средств защиты от ЭМВ, среди которых выделены полосковые устройства из-за простоты и дешевизны. Описаны основы модального разложения в полосковых МФ и отмечено, что из-за ряда преимуществ их альтернативой являются МЛ. Анализ публикаций показал, что применение МЛ для защиты от СКИ неизвестно.

На примере витка МЛ с воздушным диэлектрическим заполнением представлены теоретические основы разложения СКИ и минимизации его амплитуды. Для этого сначала нужно исключить влияние перекрестной наводки от фронта сигнала на его форму, а затем выбором оптимальной связи между полувитками выровнять амплитуды импульсов наводки и основного сигнала. В результате можно ослабить выходной сигнал в 1,6 раза.

Оценено влияние параметров второго витка на разложение СКИ. Показано, что форма сигнала на выходе второго витка является результатом наложения последовательностей импульсов из первого и второго витков друг на друга. Выбор оптимальной связи между проводниками витков обеспечивает ослабление СКИ до 1,7 раза.

Исследована возможность разложения импульсных сигналов в витке МЛ на основе МПЛ. Выявлено, что в таком витке СКИ может быть разложен на три импульса (перекрестной наводки, нечётной и чётной мод). Предложены условия, обеспечивающие разложение СКИ. При этом происходит ослабление выходного сигнала до 2,5 раза. Показана возможность разложения СКИ с увеличенной длительностью за счёт введения дополнительного условия (равенство наибольшей из погонных задержек мод удвоенной минимальной). Это позволяет увеличить ослабление выходного сигнала до 3,1 раза. Представлены результаты измерений, доказывающие возможность защиты (получено ослабление в 6,3 раза). Выполнен анализ возможности разложения ЭСР. Показано, что для этого достаточно разложить его пиковый выброс (достигнуто ослабление в 4,6 раза). Представлены исследования многокаскадных устройств на основе витка МЛ. В таких устройствах ослабление достигается за счёт разложения СКИ на последовательность из трёх импульсов сначала в первом витке, а затем каждого из них на последовательность из трёх импульсов во втором витке и т.д. (для произвольного количества витков N количество импульсов составляет 3^N). Получены и апробированы условия разложения СКИ для произвольного числа витков N. Разработаны математические модели для аналитического вычисления отклика витка МЛ с симметричным поперечным сечением и окончаниями. Выполнена их проверка средствами численного моделирования и путем измерений. На основании моделей сформулированы условия равенства амплитуд составляющих отклика на выходе витка МЛ для трех случаев разложения воздействия. Комплекс полученных результатов подтверждает возможность защиты от ЭМВ, в частности от СКИ, за счёт свойств витка МЛ.

Исследована возможность разложения импульсных сигналов в витке МЛ с асимметричным поперечным сечением. На примере витка с лицевой связью показано, что из-за асимметрии СКИ может быть разложен на последовательность из четырех импульсов (перекрестной наводки, чётной и нечётной мод и дополнительного). Распространение дополнительного импульса является ресурсом для увеличения ослабления. В результате моделирования получено ослабление СКИ до 3 раз. Измерения (без учета распространения дополнительного импульса) подтвердили возможность разложения СКИ (с ослаблением до 4 раз). На примере витка с лицевой связью показана возможность разложения пикового выброса ЭСР (с ослаблением до 1,6 раза). При исследовании многокаскадных устройств установлено, что ослабление достигается разложением СКИ на последовательность сначала из четырех импульсов в первом витке, а затем каждого из них на четыре импульса во втором и т.д. (для произвольного количества витков Nколичество импульсов составляет 4^N). Получены и апробированы условия такого разложения. Совокупность результатов исследования подтверждает возможность защиты от ЭМВ за счёт асимметричных структур.

Представлены результаты исследования полосковых устройств защиты от СКИ. Рассмотрены устройства на основе витка МЛ с дополнительными проводниками и гибридные устройства в виде каскадно соединенных 3- и 4-проводного МФ и витка МЛ на основе МПЛ и с лицевой связью. Для каждого из устройств получены условия полного разложения СКИ и показана возможность выбора оптимальных параметров каждого устройства, обеспечивающих выполнение условий. Для витка с двумя пассивными проводниками достигнуто ослабление до 16 раз, а в гибридном устройстве на основе 4-проводного МФ и витка МЛ с лицевой связью – до 12 раз. За счёт разложения на большее число импульсов (с более высоким ослаблением) устройства на основе витка МЛ перспективны для дальнейших исследований.

Литература

1. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие. Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. 256 с.

2. Overview of IEMI conducted and radiated sources: Characteristics and trends / G. Lugrin [et al.] // 2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Brugge, Brugge: Institute of Electrical and Electronics Engineers. 2013. P. 24–28.

3. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау [и др.] // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. 2014. № 2 (6). С. 74–76.

4. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т.Р. Газизова. Томск: Том. гос. ун-т, 2002. 206 с.

5. Фоминич Э.Н., Владимиров Д.Р. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем // Военный инженер. 2016. № 2. С. 10–17.

6. Loborev V.M. The modern research problems. Plenary lecture // Proc. of AMEREM Conference, Albuquerque. NM., 1996. P. 121–127.

7. Gardner R.L. Electromagnetic terrorism. A real danger // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symposium on EMC. Wroclaw, Poland. 1998. P. 10–14.

8. MIL-STD-461F. Department of Defence Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. 2007. 10 December.

9. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов/ К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. 2006. № 3 (18). С. 36–45.

10. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов [и др.] // Технологии ЭМС. 2018. № 2(65). С. 22–35.

11. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях: моногр. Изд. 2-е, перераб. и доп. Казань: КНИТУ-КАИ, 2019. 328 с. 12. Егоров А.Б., Сотников А.М., Рыбалко И.Ф. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства // Сб. науч. тр. ДонИЖТ. 2012. № 29. С. 49–54.

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

14. 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.

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

16. Колдунов А.С. Радиолюбительская азбука. Аналоговые устройства. М.: СОЛОН-Пресс, 2009. Т. 2. 288 с.

17. 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.

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

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. 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.

25. Symmetrical feedthrough : пат. US6324047B1 США, МПК 361/302. № 13/029,206 / Науworth W. ; заявл. 06.06.2000 ; опубл. 27.11.01.

26. Capacitor and method for manufacturing the same : пат. US8508912B2 CША, MПК 361/306.3. № 13/029,206 / Yamamoto S., Hosokawa T. ; заявл. 17.02.11 ; опубл. 25.08.11.

27. 3-D electromagnetic modeling of parasitic and mutual coupling in EMI filters / I.F. Kovacevic [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. 2014. Vol. 29, No 1. P. 135–149.

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

29. 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.

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

31. 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.

32. 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.

33. 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.

34. Cui Q., Dong S., Han Y. Investigation of waffle structure SCR for ESD protection // Proc. of IEEE Int. Conf. on Electron Dev. and Sol. St. Circ., Bangkok. Thailand. 2012. P. 3–5.

35. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных парамет-

ров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 218 с.

36. 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.

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

38. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов [и др.]; под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. М.: Радио и связь, 2001. 560 с.

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

40. 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.

41. 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.

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

43. Тиличенко М.П., Тиличенко В.М. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа // Вестн. Гомельского гос. техн. ун-та им. П.О. Сухого. 2001. № 2(5). С. 20–27.

44. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Владимиров Д.Е. Неотражающие фильтры-четырехполюсники (фильтры поглощающего типа) // Материалы всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. С. 112–114. 45. 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: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2003. С. 239–241.

46. 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.

47. 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.

48. Модальный фильтр : пат. на полезную модель № 79355 Рос. Федерация. №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. Приоритет полезной модели 07.07.08 ; опуб. 27.12.08, Бюл. № 36.

49. 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.

50. 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.

51. 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.

52. 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.

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

54. Белоусов А.О., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Экспериментальное подтверждение модальной фильтрации в многопроводной микрополосковой линии // Доклады ТУСУР. 2016. № 3(19). С. 51–54.

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

56. 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.

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

58. Лысенко А.А., Лячек Ю.Т., Полубасов О.Б. Автоматическое формирование линий задержки в топологии печатного монтажа // Известия Санкт-Петербургского гос. электротехн. ун-та ЛЭТИ. 2011. № 9. С. 61–65.

59. Джонсон Г., Грэхем М. Высокоскоростная передача цифровых данных : пер с англ. // Высший курс черной магии. М.: Вильямс, 2005. 1016 с.

60. Rubin B.J., Singh B. Study of meander line delay in circuit boards // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48. P. 1452–1460.

61. Ramahi O.M., Archambeault B. Full-wave analysis of delay lines // Proc. of EMC Zurich, Zurich, Switzerland. 2001. P. 537–539.

62. Bhobe A.U., Lolloway C., Piket-May M. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM // Proc. of Int. Symp. on EMC, Montreal, Canada. 2001. P. 805–810.

63. Archambeault B., Roden A., Ramahi O. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem // Proc. of IEEE EMC Symposium. Montreal, Canada, 2001. Vol. 2. P. 827–832.

64. Wu R.-B., Chao F.-L. Laddering wave in serpentine delay line // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. 1995. Vol. 18, No 4. P. 644–650.

65. Wu R.-B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technjlogy. 1996. Vol. 19, No 2. P. 397–402.

66. Wu T.L., Buesink F., Canavero F. Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: fundamentals and latest progress // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2013. Vol. 55, No 4. P. 624–638.

67. Wu T.L., Buesink F., Canavero F. Overview of Signal Integrity and EMC Design Technologies on PCB: Fundamentals and Latest Progress // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2013. Vol. 55, No 4. P. 624–638.

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

69. Design of a controllable delay line / A. Kabiri [et al.] // IEEE Trans. on Advanced Packaging. 2010. Vol. 33, Is. 4. P. 1080–1087.

70. Ramahi O.M. Analysis of conventional and novel delay lines: a numerical study // Applied Computational Electromagnetics Society journal. 2003. No 3. P. 181–190.

71. Design of wideband superconducting coplanar delay lines / Y. Wang [et al.] // Proc. of High Freq. Postgrad. Stud. Coll., Belfast, Ireland. 2003. P. 1–4.

72. 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.

73. Measurement-assisted electromagnetic extraction of interconnect parameters on low-cost FR-4 boards for 6-20 Gb/sec applications / Y. Shlepnev [et al.] // Proc. of the DesignCon. Santa Clara, California. 2009. P. 1–28.

74. Amplitude equalized transmission line dispersive delay structure for analog signal processing / S. Gupta [et al.] // Proc. of 10th Int. Conf. on Telecom. in Mod. Sat. Cable and Broadcasting Serv., Nis, Seria2011. 2011. P. 379–382.

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

76. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях печатных плат // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2007. № 3. С. 21–24.

77. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Philosophical Magazine. 1937. S. 7. Vol. 24, No159. P. 97–113.

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

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

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

81. Paul C.R. On uniform multimode transmission lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1973. P. 556–558.

82. Paul C.R. Decoupling the multiconductor transmission line equations // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1996. Vol. 44, No 8. P. 1429–1440.

83. 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.

84. 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.

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

86. Gu-Yan N., Li Y., Nai-Chang Y. Time-domain analytic solutions of two-wire transmission line excited by a plane-wave field // Chinese Physics B. 2008. Vol. 17. P. 3629–3634.

87. You H., Soma M. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages // Proc. of IEEE Conf. of the Cust. Integr. Circ. 1990. P. 11.2.1–11.2.5.

88. You H., Soma M. Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages // IEEE Transactions on Circuits and Systems. 1990. Vol. 37, No 8. P. 1019–1026.

89. Gu Q., Kong J.A. Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions // IEEE Transactions on Mi-

crowave Theory and Techniques. 1986. Vol. MTT-34, No 9. P. 952–964.

90. Malaviya S.D., Singh V.P. Transmission lines loaded at regular intervals // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1979. Vol. MTT-27. P. 854–859.

91. Pan G.W., Olson K.S., Gilbert B.K. Frequency-domain solution for coupled striplines with crossing strips // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1991. Vol. 39. P. 1013–1017.

92. Газизов Т.Р., Леонтьев Н.А. Аналитические выражения для временного отклика двух последовательно соединенных отрезков линии передачи // Труды ТУСУР. 1997. Т. 1. С. 63–67.

93. Gazizov T.R., Leontiev N.A. Analytical expression for transient response of a periodic structure consisting of two kinds of transmission line sections with capacitively loaded junctions // Proc. of the 4-th Int. Symp. on Antennas and EM Theory, Xi'an, China. 1997. P. 444– 447.

94. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line // Proc. of 16th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. 2015. P. 175–177.

95. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов / А.В. Носов [и др.] // Доклады ТУСУР. 2015. Т. 3(37). С. 120–123.

96. Kim G., Kam D.G., Kim J. TDR/TDT analysis by crosstalk in single and differential meander delay lines for high speed PCB application // Proc. of IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Comp, Portland, USA. 2006. Vol. 3. P. 657–662.

97. Wu R.-B., Chao F.-L. Laddering wave in serpentine delay line // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology.1995. Vol. 18, No 4. P. 644–650.

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

99. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev [и др.] // IEEE Transac-

tions on Electromagnetic Compatibility. 2017. Vol. 59, No 6. P. 1864–1871.

100. Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.R. Propagation of UWB Pulse in Two Turns of Meander Microstrip Line Connected in Cascade // Proc. of 2019 Int. Multi-Conf. on Eng., Comp. and Inform. Sciences, Tomsk, Russia. 2019. P. 288–292.

101. Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.R. Using a turn of a meander microstrip line for ESD protection // ELECTRICA. 2022. Vol. 22, No 1. P. 84–91.

102. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multicascade protection devices based on meander microstrip lines / G.Y. Kim [et al.] // Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1679. P. 1–6.

103. Аналитические математические модели для вычисления временного отклика в витке меандровой линии / Е.А. Сердюк [и др.] // Материалы докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, Россия. 2019. Ч. 2. С. 49–52.

104. Surovtsev R.S., Nosov A.V, Gazizov T.R. Analytical Models and Conditions for Optimal Protective Meander Lines // ELECTRICA. 2022. Vol. 22, No 2. P. 295–300.

105. Surovtsev R.S., Nosov A.V, Gazizov T.R. Comparison of Time Responses of a Meander Line Turn on UWB Pulse Excitation // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2022. Vol. 64, No. 4. P. 1864–1871.

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

107. 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.

108. Electromagnetic Compatibility (EMC). Part 4: Testing and measurement techniques. Section 2: Electrostatic discharge immunity test, IEC 61000-4:2003.

109. Demakov A.V., Komnatnov M.E. TEM cell for Testing Lowprofile Integrated Circuits for EMC // Proc. of 21th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. 2020. P. 154–158.

110. Nosov A.V., Surovtsev R.S. Study of protective meander line turn with broad-side coupling // Int. Multi-Conf. on Eng., Comp. and Inform. Scienc, Akademgorodok, Novosibirsk, Russia. 2017. P. 453–458.

111. From symmetry to asymmetry: the use of additional pulses to improve protection against ultrashort pulses based on modal filtration / A.O. Belousov [et al.] // Symmetry. 2020. Vol. 12(7), No 1117. P. 1–39.

112. Экспериментальное подтверждение возможности защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса за счет его разложения в С-секции с лицевой связью / А.В. Носов [и др.] // Доклады ТУСУР. 2016. Т. 19, № 3. С. 47–50.

113. Nosov A.V., Surrovtsev R.S. Ultrashort Pulse Decomposition in Meander Line with Broad-Side Coupling of Two Turns // Proc. of 20th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. 2019. P. 83–87.

114. Kim G.Y., Nosov A.V., Surovtsev R.S. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protective devices based on meander lines with an asymmetric cross-section // Ural Symp. on Biomed. Engin., Radioel. and Inform. Tech., Yekaterinburg, Russia. 2022. P. 1–6.

115. Ким Г.Ю., Носов А.В., Суровцев Р.С. Совершенствование анализа распространения импульсных сигналов в структурах из N каскадов связанных линий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2022. Вып. 3. С. 82–88.

116. Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.T. Delay line protecting against ultrashort pulses with increased duration // Proc. of 18th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. 2017. P. 119– 122. 117. Печатные платы – завод Электроконнект [Электронный pecypc]. URL: https://pselectro.ru, свободный (дата обращения: 23.09.2022).

118. Nosov A.V., Surovtsev R.S. Ultrashort pulse decomposition in the turn of a meander microstrip line with a passive conductor // Journal of Physics: Conference Series. 2021. Vol. 1862. P. 1–6.

119. Малыгин К.П., Носов А.В., Суровцев Р.С. Ослабление сверхкороткого импульса в меандровой микрополосковой линии с двумя пассивными проводниками // Журнал радиоэлектроники. 2022. № 7. С. 1–24.

120. Технологические возможности производства. Резонит. [Электронный ресурс]. URL: https://www.rezonit.ru/pcb/, свободный (дата обращения: 23.10.2022).

121. Simulating hybrid protection against ultrashort pulse based on its modal decomposition / A.V. Nosov [et al.] // Journal of physics: conference series. 2019. Vol. 1353, No 1. P. 1–6.

122. Kim G.Y., Nosov A.V., Surovtsev R.S. Ultrashort Pulse Decomposition in Hybrid Protection Devices Based on the Cascade-Connected Modal Filter and Meander Line With Broad-Side Coupling // Proc. of 22th Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Dev., Novosibirsk State Technical University, Erlagol, Altai, Russia. 2021. P. 1–4.

123. Belousov A.O., Gazizov T.R. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters // Complexity. 2018. Vol. 2018. P. 1–15.
Список сокращений

МКК – многослойный керамический конденсатор

МЛ – меандровая линия

МПЛ – микрополосковая линия

МПЛП – многопроводная линия передачи

МФ – модальный фильтр

ПД – преднамеренный

ПП – печатная плата

РЭС – радиоэлектронные средства

СКИ – сверхкороткий импульс

ЭМВ – электромагнитное воздействие

ЭСР – электростатический разряд

ЭМС – электромагнитная совместимость

Оглавление

Введение	3
1 МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ	
1.1 Актуальность защиты от электромагнитных воздействий	í 5
1.2 Традиционные решения для защиты радиоэлектронных	
средств от электромагнитных воздействий	7
1.3 Теоретические основы модального разложения	9
1.4 Меандровые линии	12
1.5 Постановка цели работы	16
2 АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗЛЕЙСТВИ	Я
В ЛИНИЯХ С ВОЗДУШНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ	
2.1 Меандровая линия из одного витка	18
2.2 Меандровая линия из двух витков	27
2.2.1 Оценка влияния длины	27
2.2.2 Оценка влияния расстояния между проводниками	31
2.3 Выводы	34
З АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗЛЕЙСТВИЙ	Í
В СИММЕТРИЧНЫХ ЛИНИЯХ С НЕОЛНОРОЛНЫМ	-
ЛИЭЛЕКТРИКОМ	
3.1 Виток меандровой микрополосковой линии	36
3.2 Максимизация длительности сверхкороткого импульса	
в симметричной меандровой линии	41
3.3 Экспериментальное подтверждение возможности	
разложения сверхкороткого импульса	44
3.4 Ослабление электростатического разряда в витке	
симметричной меандровой линии	51
3.5 Меандровая микрополосковая линия из двух витков	59
3.6 Меандровая микрополосковая линия из трех витков	69
3.7 Меандровая микрополосковая линия из произвольного	
числа витков	71
3.8 Аналитическое вычисление временного отклика	
и условия выравнивания амплитуд его составляющих	75
3.8.1 Теоретические основы подхода	75
3.8.2 Модели для вычисления временного отклика	77
3.8.3 Условия выравнивания амплитуд составляющих	
временного отклика	79

	3.8.4 Сравнение временных откликов витка,
	полученных разными методами86
	3.9 Выводы
4	АНАЛИЗ РАЗЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ
	В АСИММЕТРИЧНЫХ ЛИНИЯХ С НЕОДНОРОДНЫМ
	ДИЭЛЕКТРИКОМ
	4.1 Виток меандровой линии с лицевой связью95
	4.2 Экспериментальное подтверждение возможности
	разложения сверхкороткого импульса в асимметричной
	меандровой линии102
	4.3 Ослабление электростатического разряда
	в асимметричной меандровой линии
	4.4 Меандровая линия с лицевой связью из двух витков
	4.5 Меандровая линия с лицевой связью из трех витков
	4.6 Меандровая линия с лицевой связью из произвольного
	ЧИСЛА ВИТКОВ
	4./ Выводы12/
5	ПОЛОСКОВЫЕ УСТРОИСТВА НА ОСНОВЕ ВИТКА
	МЕАНДРОВОИ ЛИНИИ
	5.1 Устройства с одним пассивным проводником
	5.2 Устройства с двумя пассивными проводниками134
	5.3 Устроиство на основе 3-проводного модального фильтра
	и витка меандровои микрополосковои линии
	5.4 Устроиство на основе 3-проводного модального фильтра
	и витка меандровой линии с лицевой связью
	5.5 Устроиство на основе 4-проводного модального фильтра и ритка мари порой диции с лицерой сраз ю
	и витка меандровой линий с лицевой связью
	5.0 Быводы
	Заключение
	Литература169
	Список сокращений181

Научное издание Суровцев Роман Сергеевич Носов Александр Вячеславович МОДАЛЬНОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ В МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЯХ И УСТРОЙСТВАХ НА ИХ ОСНОВЕ Монография

Подписано в печать 30.12.22. Усл. печ. л. 10,7. Формат 60х84/16. Тираж 100 экз. Заказ № 372. Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.