

Министерство образования и науки Российской Федерации
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ: МОДАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Учебное пособие

Томск
Издательство ТУСУРа
2018

УДК 621.391.823:621.396.6(075.8)
ББК 32.811.7я73
3-125

Рецензенты:

Майстренко В.А., д-р техн. наук
Дмитренко А.Г., д-р физ.-мат. наук

**Издательство осуществлено при финансовой поддержке
Министерства образования и науки Российской Федерации
(проект RFMEFI57417X0172)**

Заболоцкий, Александр Михайлович

3-125 **Электромагнитная совместимость: модальные технологии :**
учеб. пособие / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во
Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – 132 с.
ISBN 978-5-86889-799-3

Рассматривается актуальная проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры. Для решения этой проблемы предлагается использовать модальные технологии. Материал учебного пособия основан на результатах научных исследований авторов.

Для магистрантов и аспирантов, специализирующихся в области электромагнитной совместимости.

УДК 621.391.823:621.396.6(075.8)
ББК 32.811.7я73

ISBN 978-5-86889-799-3

© Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., 2018
© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2018

Оглавление

Список сокращений	4
Введение	5
1. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ: ОБЗОР	8
2. МОДАЛЬНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ	11
3. ТЕХНОЛОГИЯ МОДАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ	31
3.1. Разложение импульса в связанных линиях	31
3.2. Модальная фильтрация в печатных платах	34
3.3. Модальная фильтрация в кабелях	46
Контрольные вопросы	62
4. ТЕХНОЛОГИЯ МОДАЛЬНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ И ПОСЛЕДУЮЩЕГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСА	63
4.1. Модальное разложение и последующее восстановление импульса в печатных платах	63
4.2. Модальное разложение и последующее восстановление сигнала в кабелях	66
Контрольные вопросы	78
5. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПОМЕХОЗАЩИТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ	79
5.1. Модальный фильтр с боковой связью	79
5.2. Временные и частотные отклики модального фильтра с боковой связью	85
5.3. Мощности рассеяния в модальном фильтре с боковой связью	91
5.4. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой	97
5.5. Макеты модальных фильтров с боковой связью	100
5.6. Экспериментальные исследования модальных фильтров с боковой связью	104
5.7. Модальный фильтр с лицевой связью	113
Контрольные вопросы	125
Заключение	126
Литература	128

Список сокращений

ДПП – двухсторонняя печатная плата
ИС – интегральная схема
МИС – монолитная интегральная схема
МПЛ – микрополосковая линия
МПЛП – многопроводная линия передачи
МПП – многослойная печатная плата
МФ – модальный фильтр
ОПЛ – обращенная полосковая линия
ППЛ – подвешенная полосковая линия
ПТМП – помехозащищенная теплопроводная монтажная плата
РЭА – радиоэлектронная аппаратура
СКИ – сверхкороткий импульс
СТФ – стеклотекстолит фольгированный
ЦП – целостность питания
ЦС – целостность сигнала
ЭМП – электромагнитная помеха
ЭМС – электромагнитная совместимость

Введение

Массовое проникновение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в самые различные сферы общества, а особенно в управление критичными системами в военной, атомной, транспортной и космической отраслях, сделало общество сильно зависящим от устройств радиоэлектронной техники. Эта зависимость особенно опасна из-за уязвимости аппаратуры к воздействию электромагнитных помех, поскольку их уровни непрерывно возрастают (с ростом плотности размещения, компоновки и трассировки, а также частот воздействия), а уровни восприимчивости компонентов РЭА снижаются (с уменьшением запаса помехоустойчивости из-за снижения напряжения питания интегральных схем). Всё чаще выявляются ситуации, когда из-за этой зависимости удовлетворительное функционирование РЭА невозможно, что для критичных систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском больших материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф. Поэтому при разработке РЭА проблема помехоустойчивости¹, рассматриваемая в электромагнитной совместимости (ЭМС), является актуальной.

По данной проблеме ведутся активные исследования, причем в разных секторах (академическом, университетском, отраслевом) инженерных наук, известными школами, которыми руководят В.Е. Фортов (Россия, РАН), Л.Н. Кечиев (Россия, ВШЭ-МГИЭМ), С.А. Сухоруков (Россия, производство), J.L. ter Haseborg (Германия, Гамбургский технологический университет), W. Radasky (США, корпорация МЭК). Вопросы ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к воздействию электростатических разрядов, эффективности экранирования, разработки схем и методов защиты от электромагнитных воздействий отражены в работах Б.Б. Акбашева, Н.В. Балюка, В.Ю. Кирилова, С.Ф. Чермошенцева. Исследования по оценке устойчивости цифровых вычислительных комплексов к воздействию электромагнитных полей и разработке методов и средств оценки влияния

¹ Помехоустойчивость технического средства, устойчивость технического средства к ЭМП (immunity to a disturbance) – способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентируемыми значениями параметров (ГОСТ Р 50397-2011 (МЭК 60050-161:1990)).

электромагнитных импульсов отражены в работах Ю.В. Парфенова, Л.О. Мыровой, С.А. Сухорукова.

Безопасность критичной инфраструктуры очень важна для общества, потому что ее неадекватное функционирование может привести к значительным потерям. Кроме того, преднамеренные электромагнитные силовые воздействия на электронную и радиоэлектронную аппаратуру могут вызвать ее сбой или неисправность. Особенно опасно воздействие сверхкороткого импульса (СКИ), так как существующие сетевые фильтры не защищают от него. Известно несколько промышленных устройств, защищающих от СКИ, но они имеют большие габариты и высокую стоимость. Таким образом, в настоящее время нет эффективной защиты против СКИ. Однако возрастание роли РЭА в функционировании важнейших объектов инфраструктуры делает эту защиту необходимой. Кроме того, увеличение срока активного существования космических аппаратов до 15 лет требует значительно завышенного запаса помехоустойчивости, поскольку за этот срок нежелательные электромагнитные воздействия могут возрасти до столь высоких уровней и частот, которые трудно даже спрогнозировать. Поэтому особенно актуально создание более совершенных пассивных методов защиты космических аппаратов путем улучшения их технологии и использования новых концептуальных принципов.

Авторы настоящего учебного пособия предложили решить данную проблему за счет выявления новых закономерностей и связей в печатных структурах и кабелях. Детальное исследование модальных явлений (обусловленных разностью задержек мод поперечных волн в многопроводной линии передачи) в печатных структурах и кабелях позволило выявить скрытые возможности совершенствования ЭМС и сформулировать новые принципы радиационно-стойкой помехозащиты.

В разделе 1 выполнен обзор исследований и решений по обеспечению помехоустойчивости РЭА. В разделе 2 представлен материал о модальных искажениях в связанных линиях. В разделе 3 рассматривается технология модальной фильтрации. В разделе 4 рассматривается технология модального разложения и последующего восстановления импульса. В разделе 5 представлены устройства для помехозащиты РЭА.

Учебное пособие предназначено для магистрантов и аспирантов, специализирующихся в области электромагнитной совместимости. Отзывы можно направить по адресу zabolotsky_am@mail.ru.

1. Обеспечение помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры: обзор

Основные устройства защиты сети электропитания, предлагаемые ЗАО «ЭМСОТЕХ»: суперфильтр; трансфильтр; трансформаторная подстанция; корректор напряжения; помехозащищенный щит питания компьютеров; фильтр подавления помех и перенапряжений для источников электропитания. Примечательно, что в 2014 г. компания представила пилотный образец фильтра подавления сверхширокополосных импульсов ФСШПИ-6,3А в сети постоянного или переменного тока до 6,3 А с максимальным рабочим напряжением в цепи «провод – провод» 380 В (рисунок 1.1) [1]. Он предназначен для защиты линий электропитания от высоковольтных сверхширокополосных импульсов субнаносекундной длительности.



Рисунок 1.1 – Внешний вид фильтра подавления сверхширокополосных импульсов производства ЗАО «ЭМСОТЕХ»

В [2] рассмотрена проблема помехоустойчивости и информационной безопасности вычислительной техники при кондуктивных воздействиях по сети электропитания. Авторы представили результаты экспериментальных исследований, показавшие, что применение широко распространенных внешних устройств защиты, таких как сетевые фильтры и источники бесперебойного питания, не дает существенного ослабления электромагнитных помех при импульсном воздействии по сети электропитания, причем чем короче длительность импульса, тем меньшее ослабление

он испытывает. Предлагаются технические решения, направленные на повышение помехоустойчивости при электромагнитных воздействиях по сети электропитания как на уровне вычислительной техники, так и на уровне внешних устройств ее защиты. Показано, что применение комбинации известных и новых технических устройств позволяет повысить помехоустойчивость вычислительной техники, тем не менее, при уменьшении длительности помехового импульса эффективность предложенных авторами решений также снижается.

Современные решения по конструированию помехозащитных фильтров предложены в [3]. Не теряет своей актуальности работа [4], весьма полезная для системного подхода к решению задач помехозащиты аппаратуры. Примечательна также книга по заземлению [5], изучение которой представляется полезным для понимания не только принципов, но и нюансов грамотного проектирования системы схемной, силовой и корпусной земель. Фундаментальные основы целостности сигнала изложены в [6], а системный подход к анализу целостности сигнала (ЦС) при проектировании высокоскоростной аппаратуры – в [7]. Теоретические основы линий передачи, используемые для анализа ЦС при конструировании цифровых и аналоговых электронных систем, представлены в [8, 9]. В [10] рассмотрено электрическое моделирование и проектирование 3D интегральных схем (ИС). Для учета специфических вопросов ЭМС ИС полезна книга [11]. Авторы [12] делают акцент на особенностях топологии ИС, позволяющих уменьшить влияние паразитных эффектов, а также освещают вопросы защиты цепей ИС.

Безусловным лидером по публикациям результатов самых новых в мире исследований в области ЭМС был и остается журнал IEEE Transactions on EMC, в отдельных статьях которого много ценных сведений, применимых для создания технологии помехозащиты критичной РЭА, например по исследованию фильтра электромагнитных помех с экстракцией паразитных элементов каждого из его компонентов [13] или экстракции частотной зависимости параметров материалов [14]. Кроме отдельных статей в текущих номерах, примечательны его тематические выпуски, из которых выделяются посвященные аэрокосмической ЭМС [15],

целостности питания и ЭМС на уровне печатных плат [16], применению нанотехнологий в ЭМС (нано-ЭМС) [17].

Активно развиваются технологии разработки фильтров, интегрированных в структуру печатных плат. Ярким примером является конструкция фильтра, совмещающего в себе фильтр синфазной моды и корректор (equalizer) дифференциальной моды [18]. Также примечательны конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [19–22]. Исследуются паразитные и взаимные связи в фильтрах [23], экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [24]. В [25] представлены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, рассмотрено применение связанных линий для создания корректоров ФЧХ, изложены основы анализа и проектирования таких устройств. Устройства фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами отражены в работах как отечественных, так и зарубежных исследователей [26–30]. Варианты неотражающих фильтров (поглощающего типа) рассмотрены в работах [31–35].

2. Модальные искажения в связанных линиях

Различие в скоростях распространения синфазной и дифференциальной мод в связанных линиях вызывает «расщепление» сигнала в активном и соответственно в пассивном проводниках на «быструю» и «медленную» составляющие, что приводит к искажению сигнала [36]. Такие искажения в связанных линиях обусловлены различием задержек распространения мод. Далее они будут называться *модальными искажениями* и рассматриваться в «чистом» виде (в отсутствие других искажений) в зависимости от числа связанных линий и их параметров [37–39].

Рассмотрим влияние модальных искажений на форму импульсного сигнала в активном проводнике микрополосковой линии. Структура микрополосковой линии (МПЛ) с покрывающим диэлектрическим слоем представлена на рисунке 2.1, где t и w – толщина и ширина проводников соответственно, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, h_1 – толщина подложки, h_2 – толщина диэлектрического слоя.

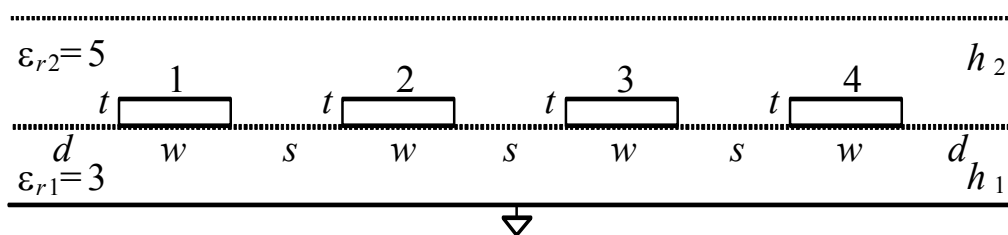


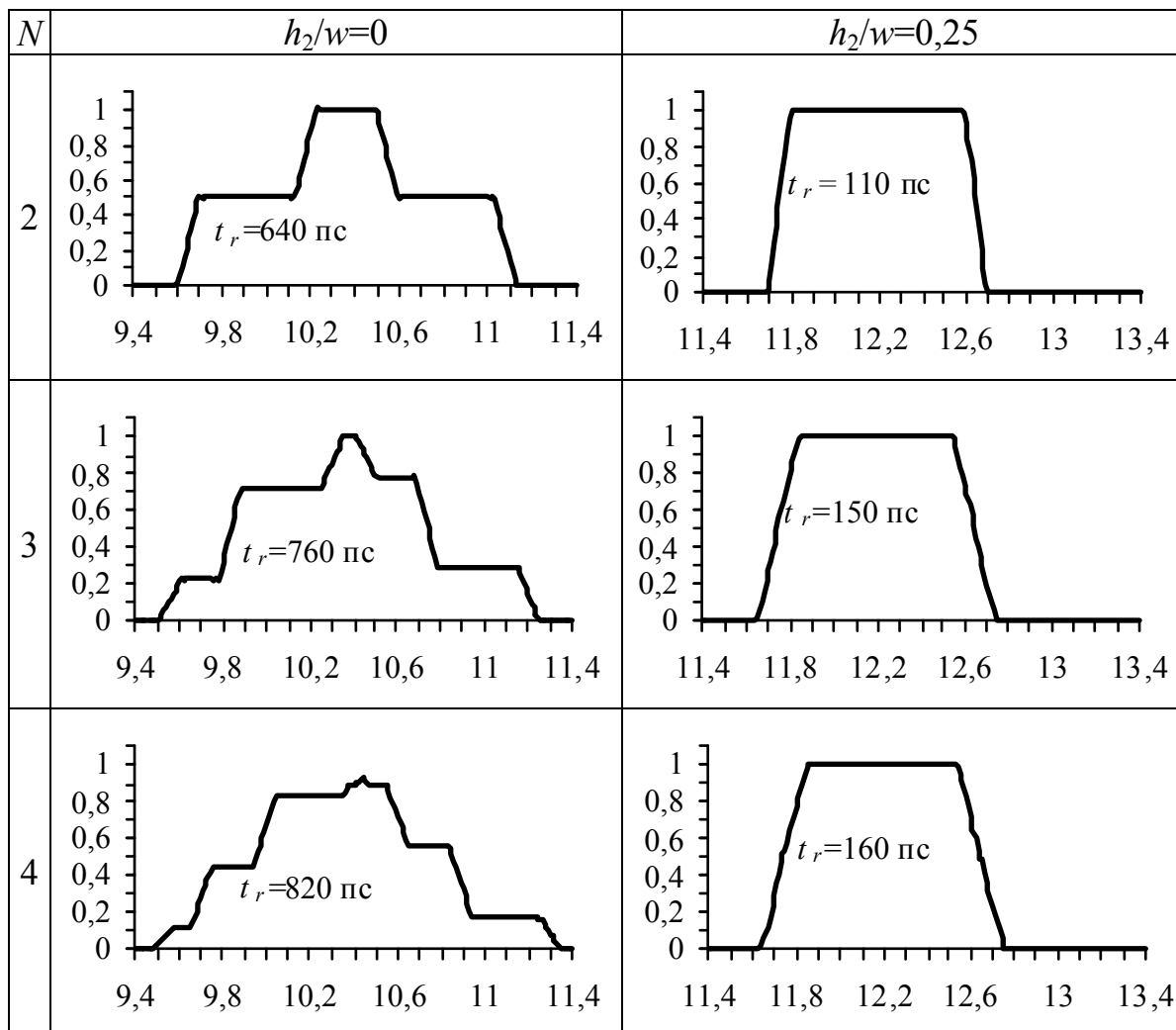
Рисунок 2.1 – Поперечное сечение многопроводной микрополосковой линии с покрывающим диэлектрическим слоем

Во всех вариантах параметры структуры таковы, что $t/w=0,05$; $d/w=1$; $s/w=1$; $h_1/w=0,5$, а относительная толщина подложки $h_2/w = 0; 0,1; 0,15; \dots; 1$. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_{r1}=3$, покрывающего слоя $\epsilon_{r2}=5$. Потери и дисперсия не учитываются, а к концу каждого проводника подключаются резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам матрицы импедансов (т.е. на конце линий обеспечивается псевдосогласование).

Формы сигналов в конце активного проводника (проводник 1) для двух, трех и четырех ($N = 2, 3, 4$) связанных микрополосковых линий представлены в таблицах 2.1 и 2.2. Они получены при

условии, что к началу проводника 1 подключен импульсный генератор э.д.с. с параметрами: амплитуда $E_0 = 2$ В, длительность вершины $t_d = 800$ пс (таблица 2.1) и $t_d = 0$ пс (таблица 2.2), длительность фронта и спада $t_r = t_f = 100$ пс.

Таблица 2.1 – Формы напряжения (В, нс) в конце проводника 1 при $l=2$ м для $t_d = 800$ пс (на графиках указано время фронта по уровням 0,1–0,9)



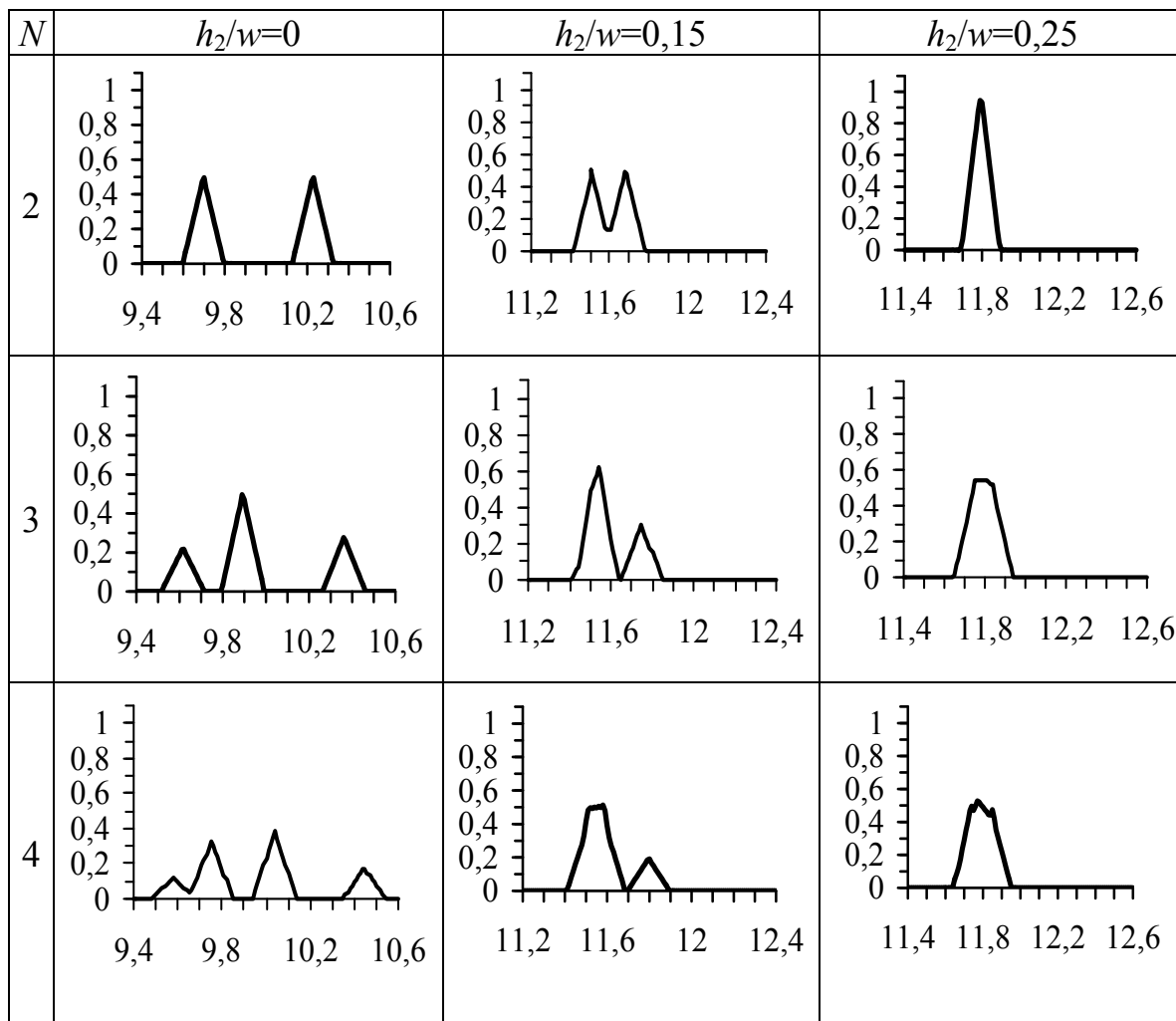
Из таблицы 2.1 для столбца $h_2/w = 0$ (покрывающего диэлектрического слоя нет) видно, что фронт импульса из линейно нарастающего стал ступенчатым вследствие модальных искажений. Дальнейшее увеличение временных интервалов между ступеньками импульса (связанное с уменьшением фронта, длительности сигнала или увеличением длины линии) может привести к многократному увеличению времени фронта импульса, изменению

его длительности, уменьшению амплитуды, изменению формы и даже к увеличению числа импульсов. Данную проблему можно решить с помощью покрывающего диэлектрического слоя, как видно из столбца таблицы 2.1 для $h_2/w = 0,25$, где модальные искажения существенно уменьшаются из-за выравнивания скоростей распространения (или погонных задержек) мод. Модальные искажения импульса в отрезке многопроводных линий передачи (МПЛП) тем меньше, чем строже выполняется условие

$$l[\max(\tau_i) - \min(\tau_i)] \ll t_r, \quad i = 1, \dots, N, \quad (2.1)$$

где l – длина отрезка; τ_i – погонная задержка i -й моды отрезка; t_r – время фронта импульса; N – число проводников в отрезке (не считая опорного).

Таблица 2.2 – Формы напряжения (В, нс) в конце проводника 1 при $l = 2$ м для $t_d = 0$ пс



Это подтверждается данными таблицы 2.3, из которой видно, что максимальная разность погонных задержек для $h_2/w = 0,25$ значительно меньше, чем для $h_2/w = 0$, и именно этим объясняется практически полное отсутствие искажений для $h_2/w = 0,25$ (правый столбец таблиц 2.1 и 2.2).

Таблица 2.3 – Погонные задержки мод и их максимальная разность (пс/м)

h_2/w	$N=2$			$N=3$			
	τ_1	τ_2	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	τ_1	τ_2	τ_3	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
0	4799	5064	265	5131	4896	4758	373
0,25	5850	5843	7	5824	5871	5855	47

Окончание таблицы 2.3

h_2/w	$N=4$				
	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
0	5173	4740	4970	4826	433
0,25	5818	5836	5876	5875	58

Максимальная разность погонных задержек мод отрезка многопроводных линий является основной характеристикой, определяющей выраженность модальных искажений сигнала в этом отрезке.

Зависимости максимальной разности погонных задержек мод для микрополосковой линии от h_2/w для $N = 2, 3, 4$ представлены на рисунке 2.2.

Из представленных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Для рассмотренных микрополосковых линий изменением отношения h_2/w можно изменять максимальную разность погонных задержек мод, причем существует оптимальное значение ($h_2/w \approx 0,25$ для всех линий), соответствующее минимуму этой разности.

2. Рост числа проводников исследованной микрополосковой линии увеличивает максимальную разность погонных задержек мод, а следовательно, модальные искажения. Под *модальными ис-*

каженими в дальнейшем будут пониматься изменения сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи. Это явление может существенно влиять на модальные искажения сигнала в плотных межсоединениях, например в многожильных кабелях или в печатных платах. Иными словами, сигнал в активной линии способен сильнее искажаться в зависимости от того, проходит ли эта линия вблизи одной, двух или нескольких соседних линий, пусть даже без источников энергии.

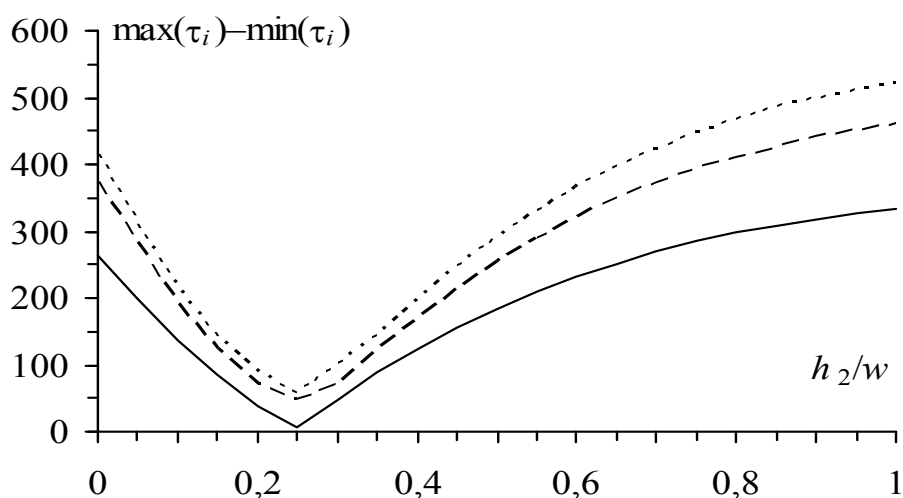


Рисунок 2.2 – Зависимости максимальной разности погонных задержек мод (пс/м) от h_2/w для $N = 2$ (—), 3 (---), 4 (---)

3. Для оценки модальных искажений достаточно вычислить максимальную разность погонных задержек мод без определения временного отклика.

4. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, состоящей из N проводников (не считая опорного), он может подвергаться модальным искажениям вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии (см. левый столбец таблицы 2.2). Полное разложение импульса в отрезке длиной l имеет место, если общая длительность импульса t_Σ меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. при условии

$$t_\Sigma < l \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k = 1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (2.2)$$

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

В межсоединениях могут распространяться сигналы в виде последовательности импульсов, например меандра, синусоиды и т.д. Поэтому необходимо исследовать влияние модальных искажений на такие сигналы. Вычисление форм сигнала выполнялось при условии $N=2$, $h_2/w=0$, $l = 1$ м и с нагрузками, описанными выше. Вначале подключался генератор э.д.с. с выходным сигналом в виде меандра со следующими значениями параметров: $E_0=2$ В, $t_r = t_f = 50$ пс; изменяющаяся длительность вершины импульса: $t_d = 500; 300; 200; 100$ пс. Соответственно частоты повторения импульсов $f \approx 0,9; 1,43; 2; 3,3$ ГГц. Затем подключался генератор э.д.с. в виде синусоидального сигнала.

В результате установлено, что с увеличением частоты (уменьшением длительности вершины импульса) в активном проводнике происходит постепенное слияние сигналов четной и нечетной мод, а при $f = 1,88$ ГГц ($t_d = 215$ пс) – полное слияние двух мод (рисунки 2.3, 2.4). Можно полагать, что для сигнала в виде меандра слияние происходит тем полней, чем строже выполняется условие

$$t_d + t_f \approx l|\tau_1 - \tau_2|. \quad (2.3)$$

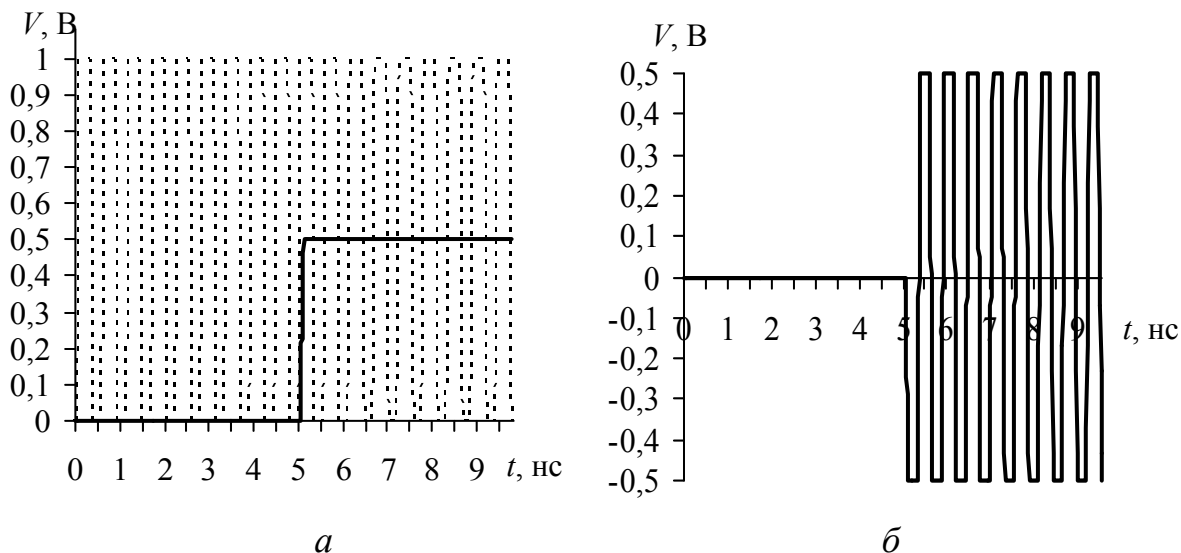


Рисунок 2.3 – Формы напряжения в активном (а) и пассивном (б) проводниках линии при $f \approx 1,88$ ГГц для сигнала в виде меандра на ближнем (---) и дальнем (—) концах

Действительно, подставив в соотношение (2.3) $|\tau_1 - \tau_2| = 265$ пс/м из таблицы 3.3, $l = 1$ м, $t_d = 215$ пс, $t_f = 50$ пс, получим 215 пс + 50 пс ≈ 1 м · 265 пс/м. Частоту первого нуля двух мод в линии передачи можно вычислить как

$$f_m \approx \frac{1}{2l \cdot |\tau_1 - \tau_2|} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 265 \cdot 10^{-12}} \approx 1,88 \text{ ГГц.} \quad (2.4)$$

Таким образом, на частотах $f_k = (2k-1)f_m$, $k = 1, 2, \dots$, слияние двух мод будет происходить в конце активного проводника, а при $f_k = 2kf_m$ – в конце пассивного проводника.

Помехозащищенная теплопроводная монтажная плата. Структура фрагмента поперечного сечения помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП) показана на рисунке 2.4, где w – ширина печатного проводника, t – толщина печатного проводника.

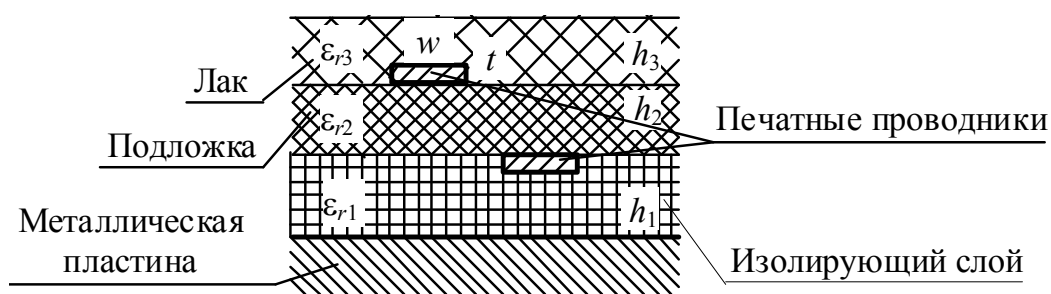


Рисунок 2.4 – Фрагмент поперечного сечения ПТМП

Печатная плата изготовлена из стеклотекстолита СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83 толщиной h_2 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} , который прессовали к металлической пластине через изолирующий слой (состоит из четырех слоев стеклоткани прокладочной СТП-4 ТУ 16-503.215-81 и двух слоев пленки САФ ТУ 16-88 И79.0007.002ТУ) толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} .

Межсоединения ПТМП при изменении количества слоев СТП (4, 6, 8) представляют собой обращенные полосковые линии (ОПЛ) и подвешенные полосковые линии (ППЛ). В результате исследования установлено, что разность погонных задержек мод для разных линий и параметров меняется от 0 до 1,5 нс/м и может привести к модальным искажениям.

Двухслойная печатная плата. Выполним анализ связанных полосковых линий: ОПЛ, ППЛ, подвешенной и обращенной полосковых линий (ПОПЛ) на печатной плате без лака и с лаком. Основные параметры конструкции печатной платы соответствуют ГОСТ 23751-86. Структура поперечного сечения фрагмента платы показана на рисунке 2.5, где $t=35$ мкм, w – толщина и ширина проводников, d – расстояние от проводника до края структуры. Печатная плата на основе стеклотекстолита толщиной $h_2=(0,25\pm 0,04)$ мм с $\epsilon_{r,2}=5,4$ и $\text{tg } \delta_2=0,025$ прессуется к металлической пластине через диэлектрический слой толщиной $h_1=0,248$ мм с $\epsilon_{r,1}=5,4$ и $\text{tg } \delta_1=0,025$, сверху плата покрыта лаком $h_3\approx 3(18-22)$ мкм, $\epsilon_{r,3}=3,5$, $\text{tg } \delta_3=0,01$, расстояние от края структуры $d=2w$.

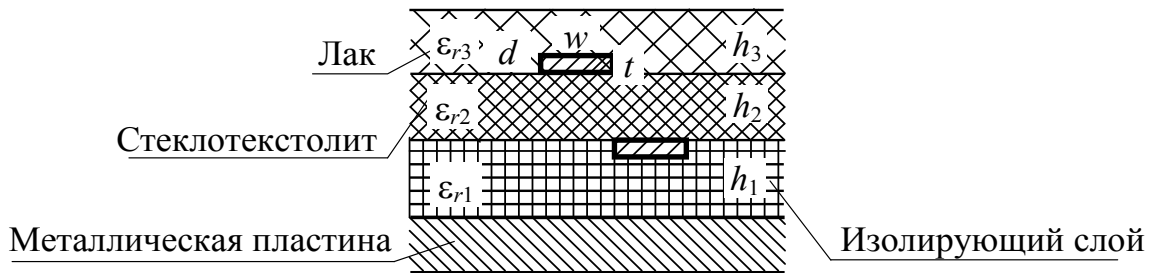


Рисунок 2.5 – Фрагмент поперечного сечения печатной платы

Поперечные сечения ОПЛ, ППЛ, ПОПЛ без лака представлены на рисунке 2.6. Вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено для значений ширины проводника $w=0,5; 1; 2$ мм при изменении расстояния между проводниками в диапазоне $s=0,5-5$ мм.

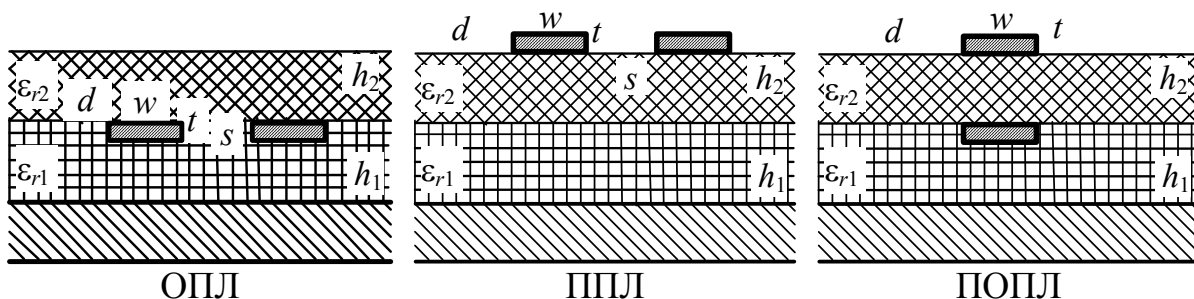


Рисунок 2.6 – Поперечные сечения связанных полосковых линий

В результате для ОПЛ установлено, что значения погонных задержек мод изменяются слабо с увеличением расстояния между

проводниками и ширины проводников и находятся в диапазоне: $\tau_e = (7,429 \pm 0,023)$ нс/м, $\tau_o = (7,364 \pm 0,021)$ нс/м, а модуль их разности мал: $|\Delta\tau| = (0,0653 \pm 0,0453)$ нс/м.

Зависимости для ППЛ представлены на рисунке 2.7. Видно, что с увеличением расстояния между проводниками для всех трех вариантов графики имеют одинаковый характер и при увеличении ширины проводников значения погонных задержек мод увеличиваются. Разность погонных задержек мод при больших s мала, но с уменьшением расстояния между проводниками значительно увеличивается, а при $s=1$ мм имеет минимальную чувствительность к изменению ширины проводников.

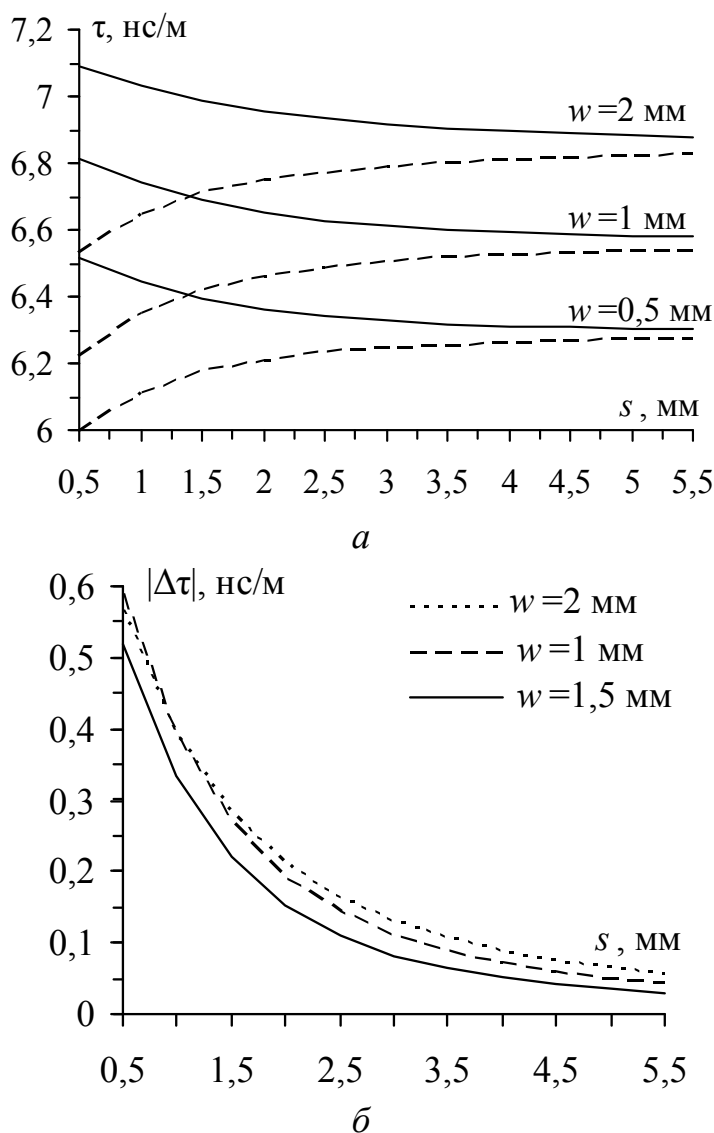


Рисунок 2.7 – Зависимости τ_e (—), τ_o (---) (а) и $|\Delta\tau|$ (б) от расстояния s для ППЛ

Для ПОПЛ вычисление погонных задержек мод и их разности выполнено при $w=0,5; 1; 2$ мм и изменении расстояния между центрами проводников в диапазоне $\Delta=0-4,5$ мм (рисунок 2.8). Видно, что для варианта, когда проводники находятся строго друг под другом, разность погонных задержек мод имеет максимальное значение, которое равно $1,4$ нс/м при $w=0,5$ мм.

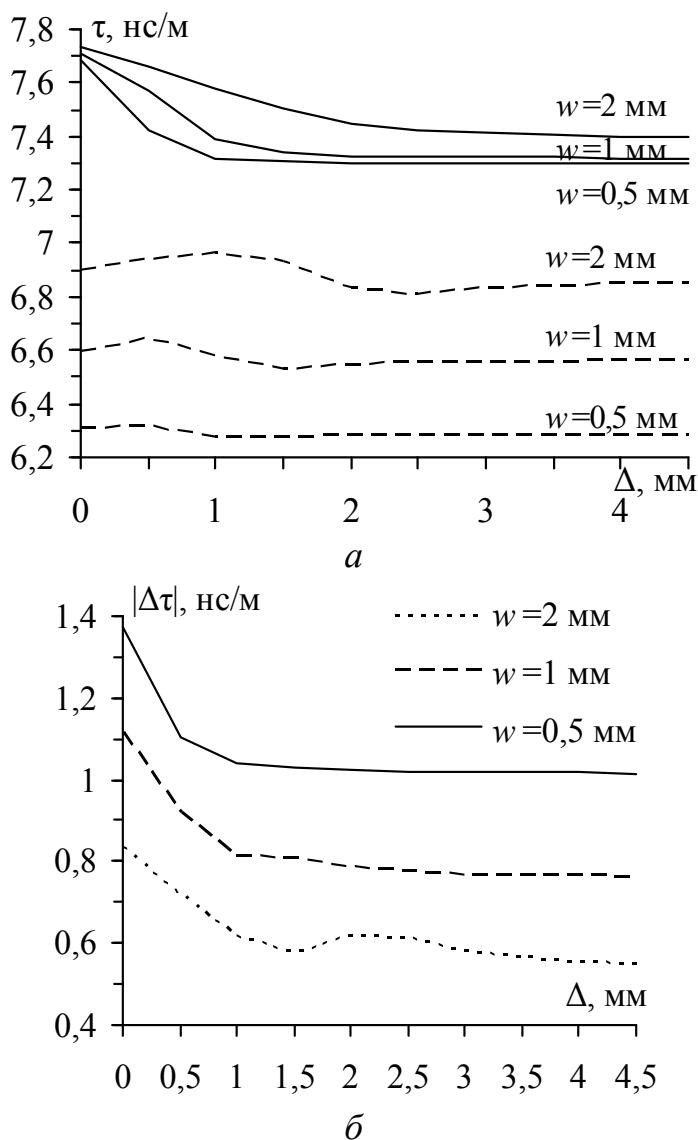


Рисунок 2.8 – Зависимости τ_e (—), τ_o (---) и $|\Delta\tau|$ от Δ для ПОПЛ

Поперечные сечения рассматриваемых структур с лаком представлены на рисунке 2.9. При анализе толщина слоя лака изменялась в диапазоне $h_3=0-0,5$ мм при $s=0,5$ мм, $w=2$ мм. Установлено, что при изменении толщины лака максимальное значение разности погонных задержек для ОПЛ составляет $0,12$ нс/м;

ППЛ – 0,58 нс/м; ПОПЛ – 0,83 нс/м. Зависимости имеют почти линейный характер и при увеличении толщины слоя лака до $h_3=0,5$ мм значения разности погонных задержек уменьшаются: в 5 раз для ОПЛ; в 2,25 раза для ППЛ; в 1,4 раза для ПОПЛ.

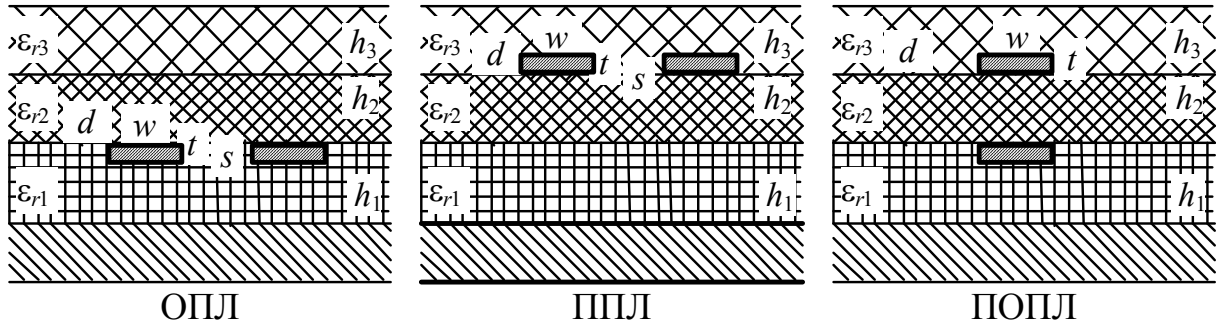


Рисунок 2.9 – Поперечные сечения полосковых линий с лаком

Таким образом, максимальное значение модуля погонной разности задержек мод имеют ПОПЛ (1,4 нс/м при $w=0,5$ мм) и этот параметр в меньшей степени подвержен влиянию лака. Однако асимметрия полосок по отношению к опорному проводнику требует вычисления отклика для исследования модального разложения.

Многослойная печатная плата. Фрагмент поперечного сечения многослойной печатной платы (МПП) показан на рисунке 2.10.

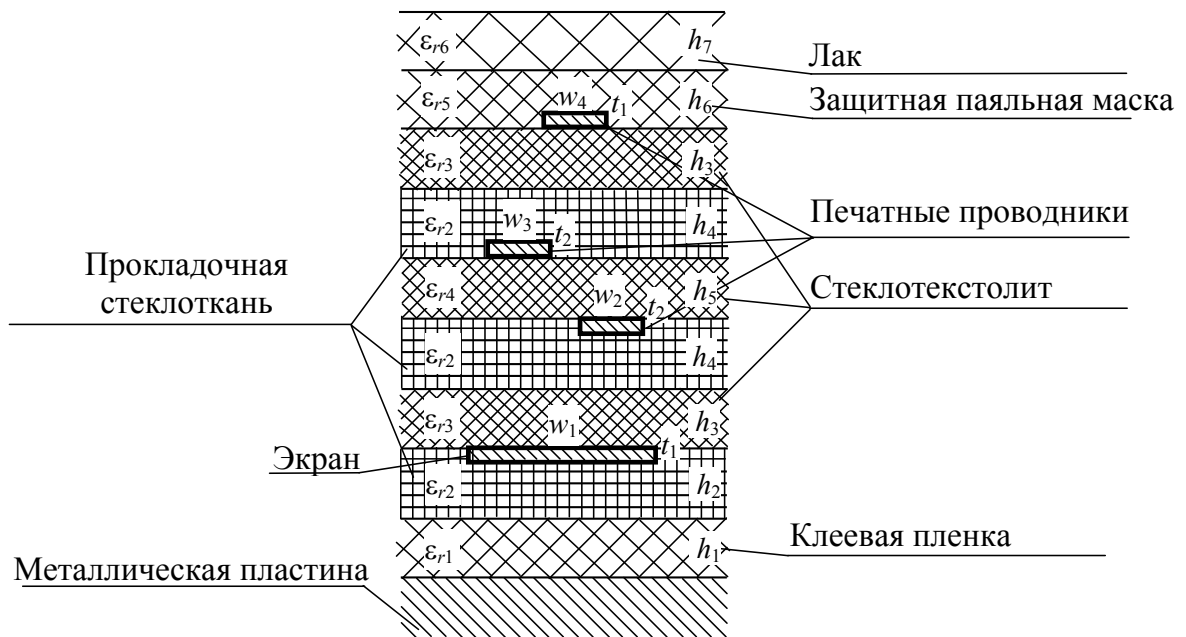


Рисунок 2.10 – Фрагмент поперечного сечения МПП

Параметры МПП представлены ниже.

1. Стеклотекстолит марки СТФ 2-35-0,25 мм (ТУ 2296-003-11430290-02): $h_5 = (0,18 \pm 0,04)$ мм (I класс); $t_2 = 35$ мкм; $\operatorname{tg} \delta_4 = 0,025$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r,4} = 5,4$ на частоте 10^6 Гц.

2. Стеклотекстолит марки СТФ 1-18-0,15 мм (ТУ 2296-003-11430290-02): $h_3 = (0,132 \pm 0,04)$ мм (I класс); $t_1 = 18$ мкм; $\operatorname{tg} \delta_3 = 0,025$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r,3} = 5,4$ на частоте 10^6 Гц.

3. Изолирующий слой h_2 из 4 слоев прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290): $h_2 = 4 \cdot 0,062 = 0,248$ мм; $\operatorname{tg} \delta_2 = 0,025$ на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81); $\varepsilon_{r,2} = 5,4$ на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81).

4. Изолирующий слой h_4 из 2 слоев прокладочной стеклоткани марки СТП-4-0,062 (ТУ 2296-006-11436290): $h_4 = 2 \cdot 0,062 = 0,124$ мм; $\operatorname{tg} \delta_2 = 0,025$ на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81); $\varepsilon_{r,2} = 5,4$ на частоте 10^6 Гц (ТУ16-503.215-81).

5. Защитная паяльная маска CERAPACE EMP110: $h_6 = 30$ мкм; $\operatorname{tg} \delta_5 = 0,03$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r,5} = 4$ на частоте 10^6 Гц.

6. Лак ЭП-730 (ГОСТ 20824-81), который наносится на плату в 3 слоя и представляет раствор эпоксидной смолы в смеси органических растворителей с добавлением отвердителя. В соответствии с ГОСТ 20824-81 толщина высушенной однослойной пленки должна быть 18–22 мкм. Параметры: $h_7 \approx 3 \cdot 20$ мкм; $\operatorname{tg} \delta_6 = 0,01–0,03$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r,6} = 3,5–5$ на частоте 10^6 Гц.

7. Клеевая пленка марки ПКС-171 (ТУ-06-20-88) для сцепления изолирующего слоя с металлической пластиной. Параметры: $h_1 = 80$ мкм; $\operatorname{tg} \delta_1 = 0,046$ на частоте 10^6 Гц; $\varepsilon_{r,1} = 5$ на частоте 10^6 Гц.

Рассмотрим три структуры МПП (см. рисунок 2.10) при различном расположении сигнальных проводников. Поперечные сечения исследуемых структур представлены на рисунке 2.11, где w – ширина проводников, s – расстояние между ними, $d = 2w$ – расстояние от края структуры до проводника. Для каждой структуры вычислены зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau = \tau_e - \tau_o$ от s с шагом 0,1 мм при $w = 0,5–2$ мм.

Для структуры, представленной на рисунке 2.11,*а*, установлено, что с увеличением параметра s уменьшается задержка τ_e , а τ_o увеличивается (кроме малых s); $\Delta\tau$ (рисунок 2.12,*а*) сначала увеличивается, потом уменьшается, т.е. существует максимум. С увеличением w увеличиваются τ_e , τ_o и $\Delta\tau$. В результате минимальное значение $\Delta\tau_{\min} = 0,062$ нс/м наблюдается в структуре при $w=0,5$ мм и $s=5$ мм, а максимальное $\Delta\tau_{\max} = 0,56$ нс/м – при $w=2$ мм и $s=0,3$ мм.

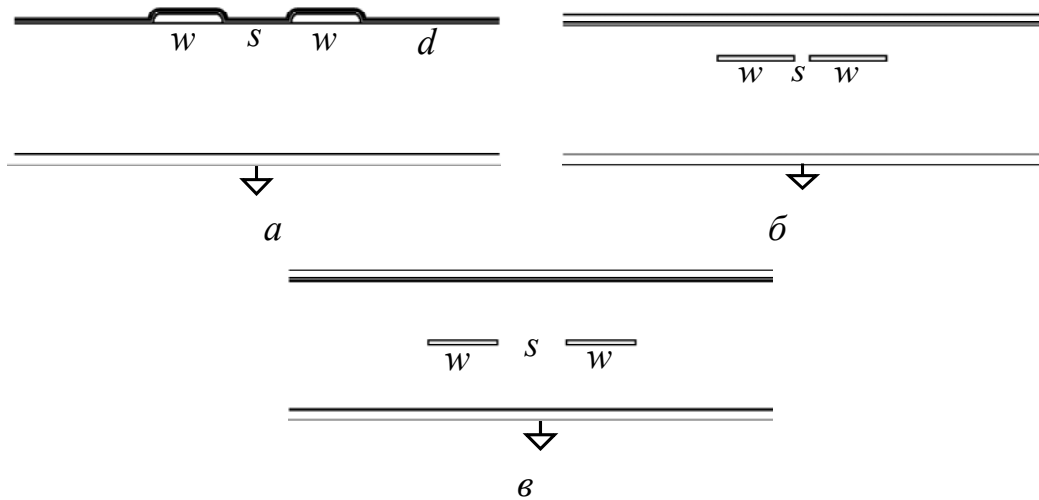


Рисунок 2.11 – Поперечные сечения исследуемых структур на верхнем (*а*), среднем (*б*) и нижнем (*в*) слоях печатной платы

Для структур, представленных на рисунках 2.11,*б*, *в*, при изменении параметра s на графиках τ_e , τ_o появляются максимумы и минимумы и есть значение s , при котором $\Delta\tau = 0$ (рисунки 2.12,*б*, *в*). В результате для этих структур на рисунках 2.12,*б* и 2.12,*в* $\Delta\tau_{\min} = -0,52$ нс/м и $-0,43$ нс/м при $w=0,5$ мм и $s=0,1$ мм; $\Delta\tau_{\max} = 0,22$ нс/м при $w = 2$ мм и $s = 1,4$ мм и $\Delta\tau_{\max} = 0,11$ нс/м при $w_1 = w_2 = 2$ мм и $s = 1,9$ мм. Кроме того, есть области, где $\Delta\tau$ имеет разные знаки, и чем больше значение w , тем меньше значение s , при котором $\Delta\tau = 0$. На рисунках 2.12,*з*, *д* показана зависимость параметра s , при котором $\Delta\tau = 0$, от значения w . Видно, что, чем меньше w , тем больше s .

Далее рассмотрим зависимость τ_e и τ_o , а также $\Delta\tau$ от расположения двух проводников в одном диэлектрике над идеально проводящей плоскостью, в частности при сильной связи.

Получены зависимости от s при разных расстояниях h от проводников до плоскости земли.

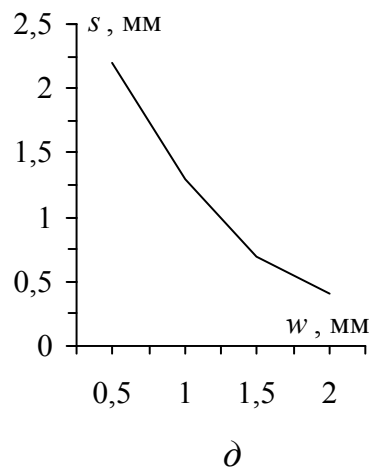
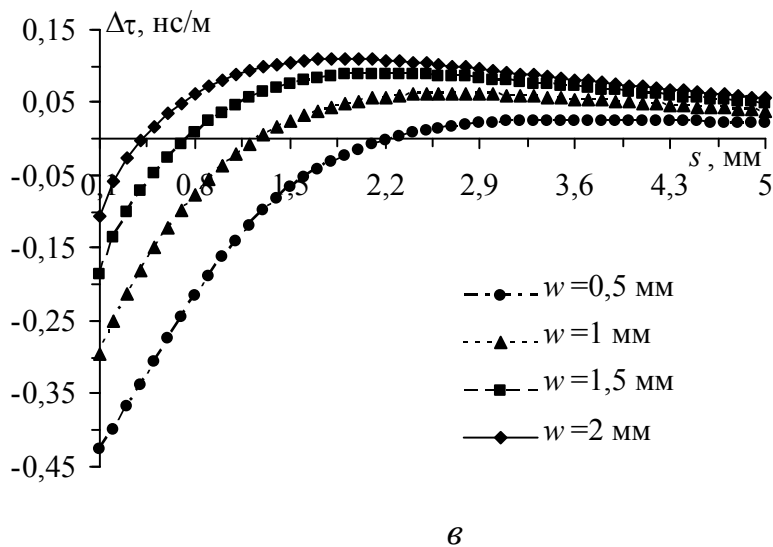
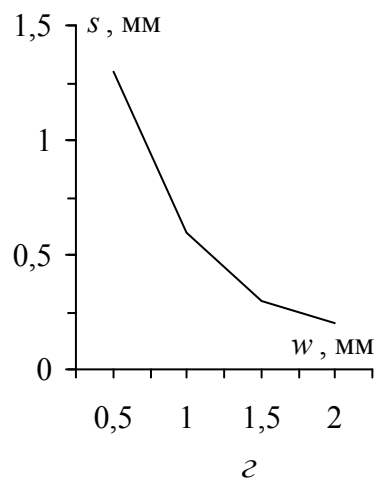
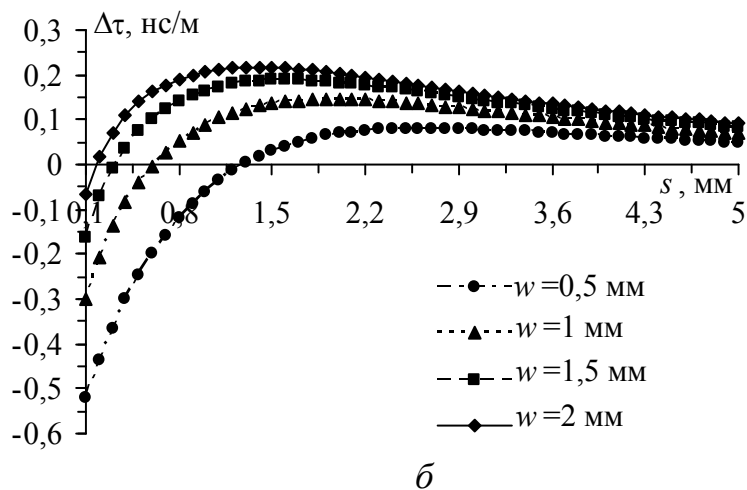
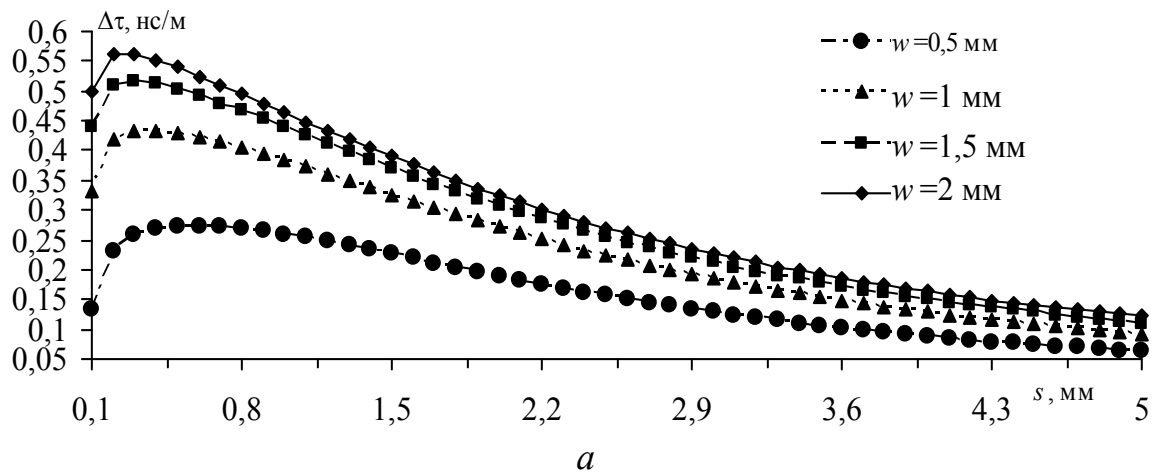


Рисунок 2.12 – Зависимости $\Delta\tau$ от s для верхнего (а), среднего (б) и нижнего (в) слоев печатной платы и зависимости s , при котором $\Delta\tau=0$, от w для среднего (z) и нижнего (d) слоев

Поперечное сечение печатной платы с плоскостью земли и двумя проводниками (1 и 2), расположенными планарно в одном слое диэлектрика ($h = 1$ мм, $\epsilon_r = 5,4$) над идеально проводящей плоскостью, с воздухом над этим слоем, представлено на рисунке 2.13, где $w = 0,5$ мм, $t = 35$ мкм. Частные случаи расположения проводников под и над границей диэлектрика с воздухом потребовали моделирования отдельных структур (рисунок 2.13,б для $h = 0,965$ мм и рисунок 2.13,в для $h = 1$ мм). Параметры моделирования: учитываемое расстояние от проводника до края структуры $d = 4w$, длина сегмента 5 мкм. Вычисленные для $h = 0,2; 0,6; 0,9; 0,965; 1$ мм зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau = \tau_e - \tau_o$ в диапазоне $s = 0,1 - 5$ мм (вплоть до слабой связи) представлены на рисунке 2.14, а в диапазоне $s = 0,01 - 0,1$ мм (при сильной связи) – на рисунке 2.15.

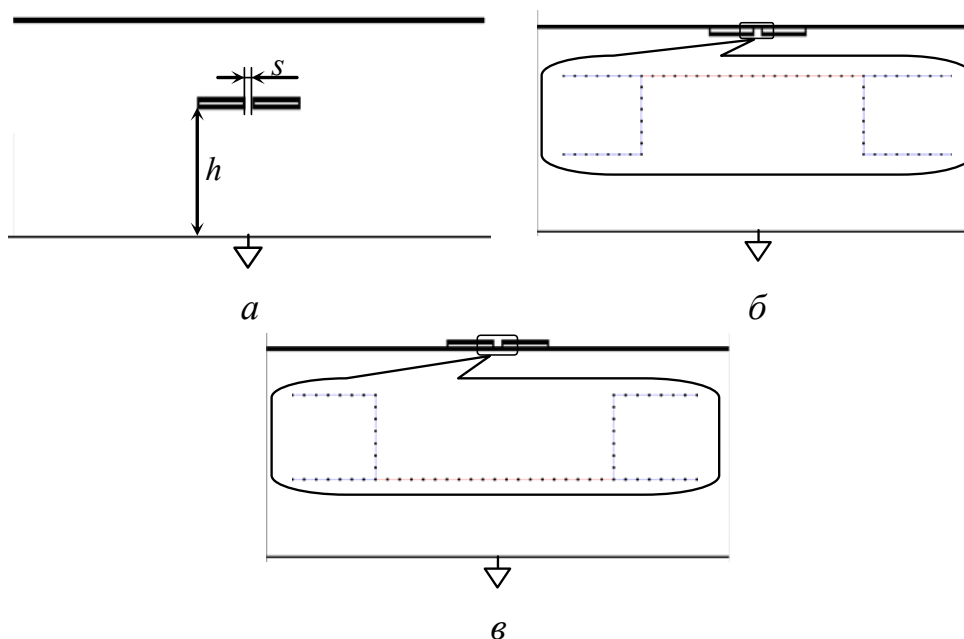


Рисунок 2.13 – Поперечные сечения исследуемых структур: проводники в слое диэлектрика (а), проводники под (б) и над (в) границей диэлектрика с воздухом (на увеличенных фрагментах показаны сегментированные границы зазора)

Перед детальным анализом зависимостей отметим, что их характер в общем случае обусловлен распределением электрического поля четной и нечетной мод в поперечном сечении линии. Действительно, при четной моде на оба проводника рассматриваемых структур подается одинаковое напряжение относительно опорного проводника, а при нечетной – на один из проводников подается

напряжение противоположной полярности. Электрическое поле сосредоточено между проводниками структуры, но концентрация его силовых линий в областях между двумя сигнальными проводниками, а также между ними и опорным проводником сильно различается в зависимости от моды и соотношения параметров линии, в том числе от расположения границ раздела диэлектриков. Это приводит к тому, что поле той или иной моды сосредоточено больше в диэлектрике, чем в воздухе, а значит, погонная задержка этой моды больше. В частности, при уменьшении зазора между сигнальными проводниками рассматриваемых структур поле четной моды все более вытесняется из зазора, а нечетной – все более сосредоточено в зазоре. При этом близость к зазору границы диэлектрика с воздухом влияет на уменьшение погонной задержки.

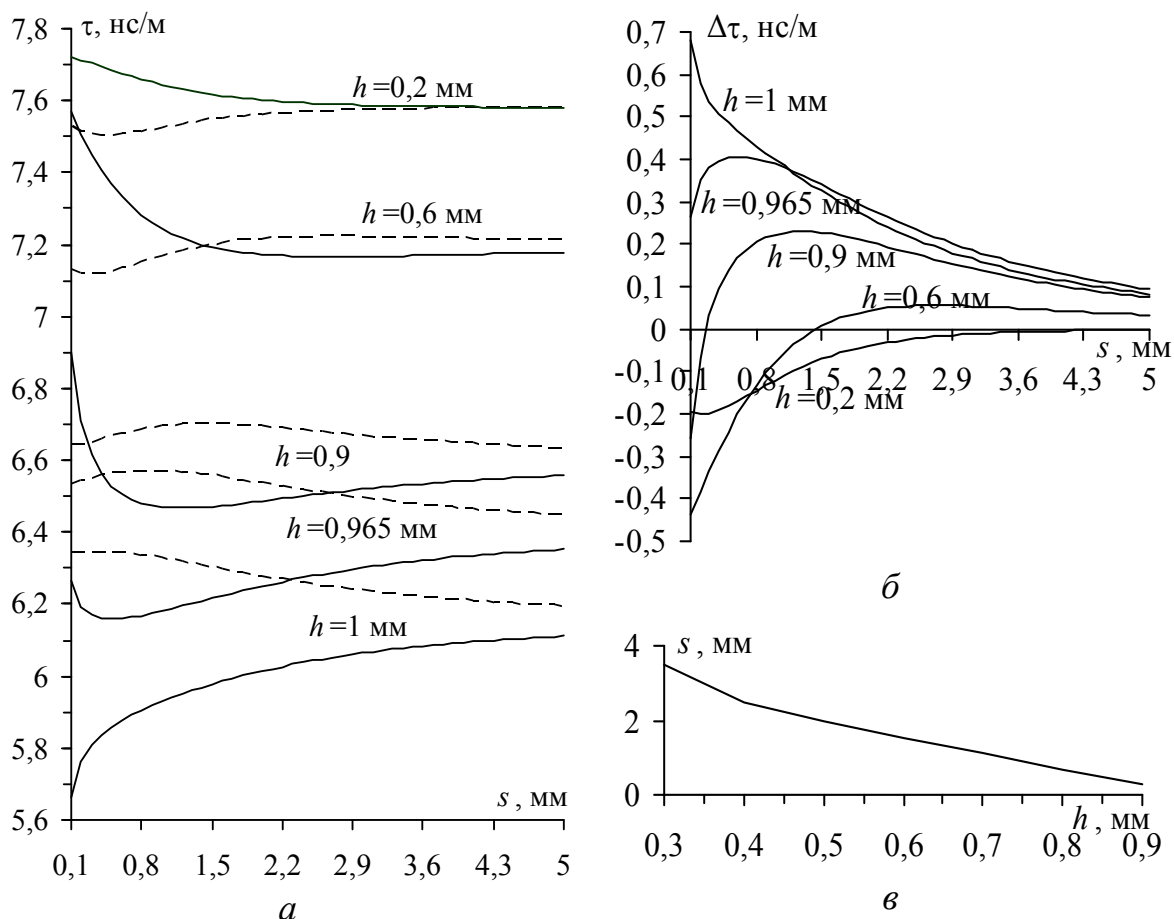


Рисунок 2.14 – Зависимости от s (в диапазоне 0,1–5 мм) для τ_e (---) и τ_o (—) (а); для $\Delta\tau$ (б). Зависимость s , при котором $\Delta\tau=0$, от h (в)

Отметим, что для использования модальных явлений на практике особенно важны знак, нулевое и максимальные абсолютные

значения разности погонных задержек с соответствующими областями параметров линии.

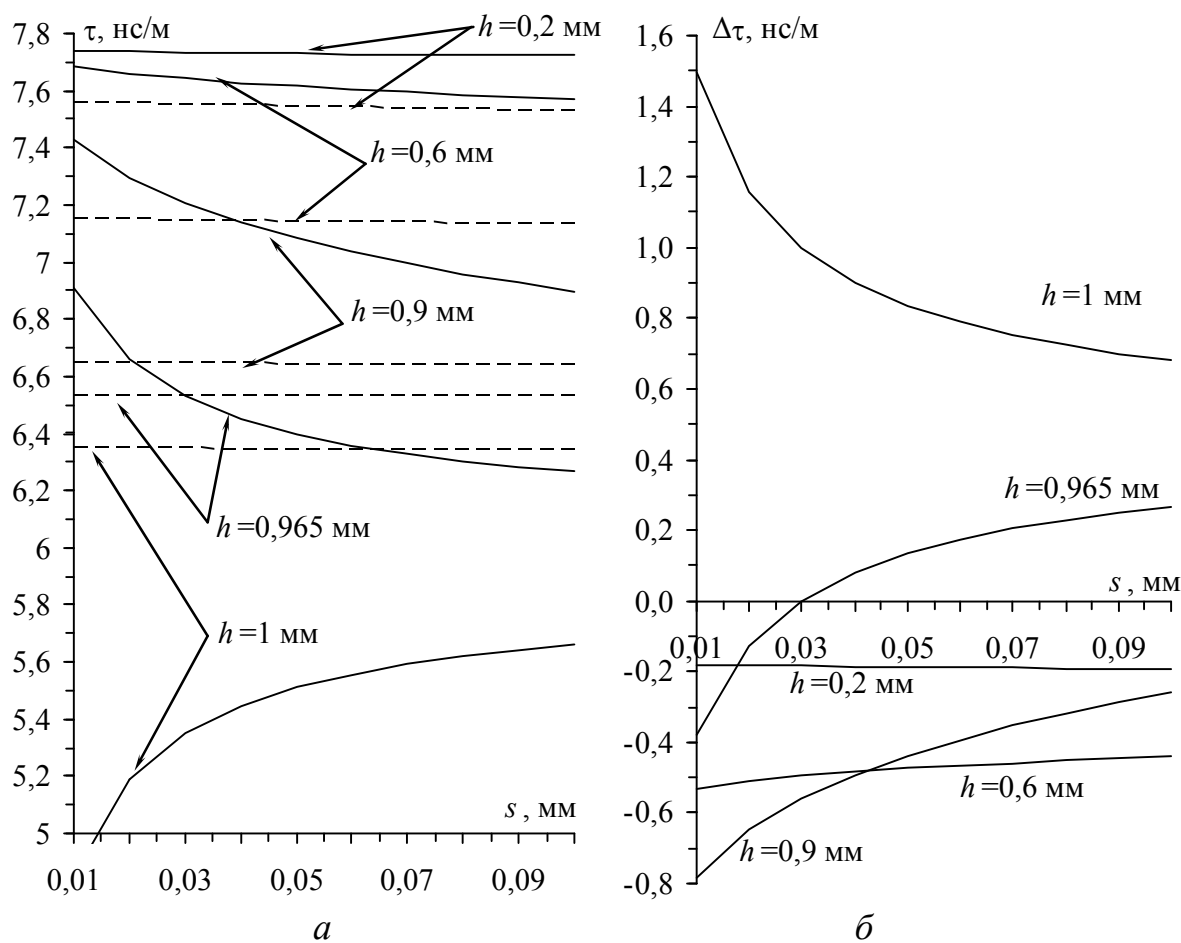


Рисунок 2.15 – Зависимости от s (в диапазоне 0,01–0,1 мм):
 a – для τ_e (---) и τ_o (—); b – для $\Delta\tau$

Теперь рассмотрим вычисленные зависимости детально. Для ясности начнем с самого известного случая $h=1$ мм (МПЛ). Из рисунка 2.14, a видно, что погонная задержка четной моды τ_e всегда больше, чем нечетной τ_o . Это вызвано тем, что четная мода распространяется больше в диэлектрике (между сигнальными и опорным проводниками), чем нечетная (между сигнальными проводниками). Уменьшение s приводит к слабому увеличению τ_e , тогда как τ_o уменьшается, причем, чем меньше s , тем сильнее (рисунок 2.15, a), что вызвано все большей концентрацией электрического поля нечетной моды в воздушном зазоре между торцами сигнальных проводников. Отметим, что именно уменьшение τ_o , вызванное воздухом в зазоре, ведет к резкому росту $\tau_e - \tau_o$ при

малых s – вплоть до 0,7 нс/м на рисунке 2.14,б и до 1,5 нс/м на рисунке 2.15,б.

Весьма показателен переход от $h=1$ мм (см. рисунок 2.13,в) к $h = 0,965$ мм (см. рисунок 2.13,б), когда сигнальные проводники утоплены в диэлектрик на их толщину 35 мкм. Из рисунка 2.14,а видно, что τ_e и τ_o увеличиваются, что естественно, поскольку обе моды больше распространяются в диэлектрике. Однако в зависимости τ_o появился участок возрастания с уменьшением s . Можно предположить, что он вызван заполнением зазора диэлектриком. Теперь в зависимостях появились точки экстремума: слабо выраженный максимум τ_e ; более сильно выраженный минимум τ_o ; ярко выраженный максимум $\Delta\tau$. В результате с уменьшением s возникает точка пересечения зависимостей τ_e , τ_o (см. рисунок 2.15,а), значение $\Delta\tau$ уменьшается (см. рисунок 2.14,б), принимая нулевое и даже отрицательные значения (см. рисунок 2.15,б). Примечательно пересечение зависимостей для $h = 1$ мм и $h = 0,965$ мм на рисунке 2.14,б, имеющее свои следствия. Дальнейшее углубление сигнальных проводников в диэлектрик (см. рисунок 2.13,а) сдвигает точку пересечения зависимостей τ_e , τ_o в сторону больших s . Это приводит к довольно большим (до $-0,8$ нс/м) отрицательным значениям $\Delta\tau$. На рисунке 2.14,в показана зависимость расстояния s от высоты h , при котором $\Delta\tau = 0$. Видно, что, чем больше параметр s , тем меньше высота h .

Таким образом, известные факты положительного значения $\Delta\tau$ связанных микрополосковых линий, его обнуления при сплошном заполнении из такого же диэлектрика и отрицательного значения за счет покрытия диэлектриком с более высоким значением ϵ_r , несколько затемяют возможность получения нулевого и отрицательных значений $\tau_e - \tau_o$ погружением проводников линии в тот же диэлектрик при уменьшении s . Физически это объясняется все более выраженными, но противоположными явлениями: вытеснением поля четной моды из зазора к границе с воздухом и сосредоточением поля нечетной моды в зазоре. Именно из-за этого в области малых s четная мода всегда медленнее нечетной даже при самом глубоком погружении, когда все больше замедляются обе моды.

Далее рассмотрим зависимости τ_e , τ_o и $\Delta\tau$ от изменения высоты опорного проводника. Поперечное сечение печатной платы с тремя проводниками, погруженными в слой диэлектрика ($\epsilon_{r2} = 5,4$), и воздушным заполнением ($\epsilon_{r1} = 1$) представлено на рисунке 2.16,а, где О – опорный проводник, А и П – активный и пассивный проводники. Высота опорного проводника h изменялась от 0,3 до 1,1 мм. Расстояние s между активным и пассивным проводниками увеличивалось от 0,1 до 5 мм с шагом 0,1 мм. Ширина проводников w принята равной 0,5 мм, а толщина $t = 35$ мкм. Расстояние активного и пассивного проводников до нижней границы диэлектрика равно 300 мкм, толщина слоя диэлектрика – 1100 мкм.

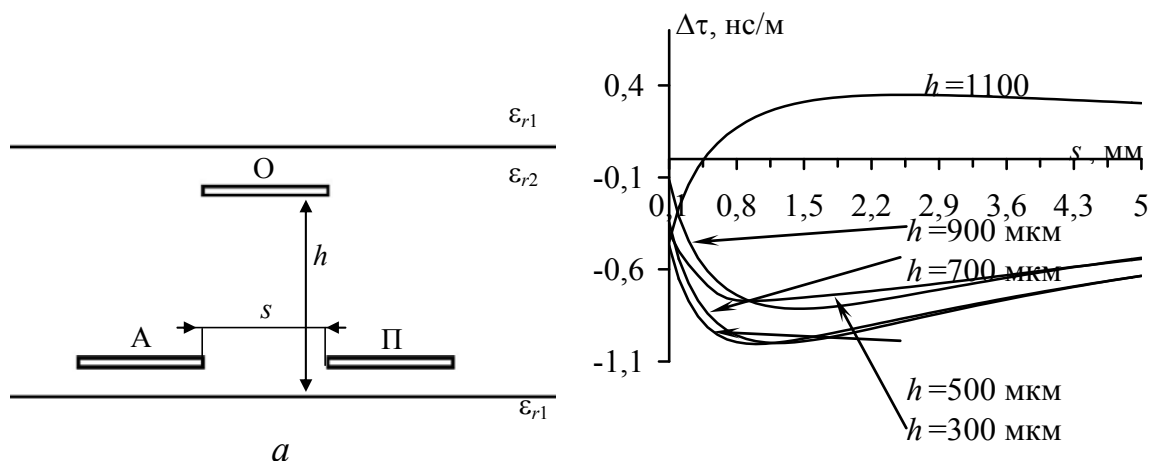


Рисунок 2.16 – Поперечное сечение печатной платы (а) и зависимости $\Delta\tau$ от s при изменении h (б)

Установлено, что, чем больше h , тем меньше τ_o и τ_e . Увеличение h ведет к тому, что τ_o становится меньше τ_e . На рисунке 2.16,б видно, что есть области, где $\Delta\tau$ имеет положительные и отрицательные значения, при увеличении h появляется такое значение s , при котором $\Delta\tau = 0$.

В результате можно изменять знак $\Delta\tau$, изменяя параметры исследуемой структуры. Так, при одном наборе параметров получится структура с положительной разностью $\Delta\tau$, а при другом — с отрицательной. Такая ситуация возможна, если опорный проводник будет расположен на максимальной высоте, как можно

ближе к границе с воздухом или на границе между воздухом и диэлектриком. При этом структура становится близкой к структуре с расположением опорного проводника на одной границе подложки, а сигнального и пассивного – на другой. Только здесь они углублены и при малых значениях расстояния между проводниками s это приводит к уменьшению значения и даже смене знака Δt .

Таким образом, в структурах связанных линий печатных плат в зависимости от расстояния между сигнальными проводниками и близости их к опорному может меняться знак разности задержек четной и нечетной мод.

Контрольные вопросы

1. Чем обусловлены модальные искажения в связанных линиях?
2. Какая основная характеристика определяет выраженность модальных искажений в связанных линиях?
3. В чем заключается условие уменьшения модальных искажений в отрезке многопроводных линий передачи?
4. Как влияет изменение количества проводников связанной линии на модальные искажения?
5. В чем заключается условие разложения в отрезке многопроводной линии передачи?
6. Как определить частоту первого нуля в связанных линиях передачи с различными погонными задержками мод?
7. Каковы способы уменьшения модальных искажений?
8. В каком диапазоне изменяется разность погонных задержек мод в ПТМП?
9. Как влияет расположение проводников в многослойной печатной плате на разность погонных задержек мод?
10. Как влияет на разность погонных задержек мод изменение расстояния между двумя проводниками, расположенными планарно в одном слое диэлектрика, и плоскостью земли печатной платы?

3. Технология модальной фильтрации

3.1. Разложение импульса в связанных линиях

Технологию модальной фильтрации можно использовать для защиты от импульсных сигналов, длительность которых меньше, чем разность задержек мод в связанных линиях. Устройства защиты, разработанные на основе данной технологии, называются модальными фильтрами (МФ). Результат достигается за счет явления разложения импульсного сигнала в связанных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Чтобы создать условия для модальной фильтрации, необходимо знать такие параметры линии, как длина l и разность погонных задержек мод. На примере двухпроводной микрополосковой линии (рисунок 3.1), параметры которой выбраны так, что разность погонных задержек четной и нечетной мод, возбуждаемых импульсным сигналом, больше длительности импульсного сигнала, показано, что исходный импульсный сигнал делится на два импульса вдвое меньшей амплитуды.

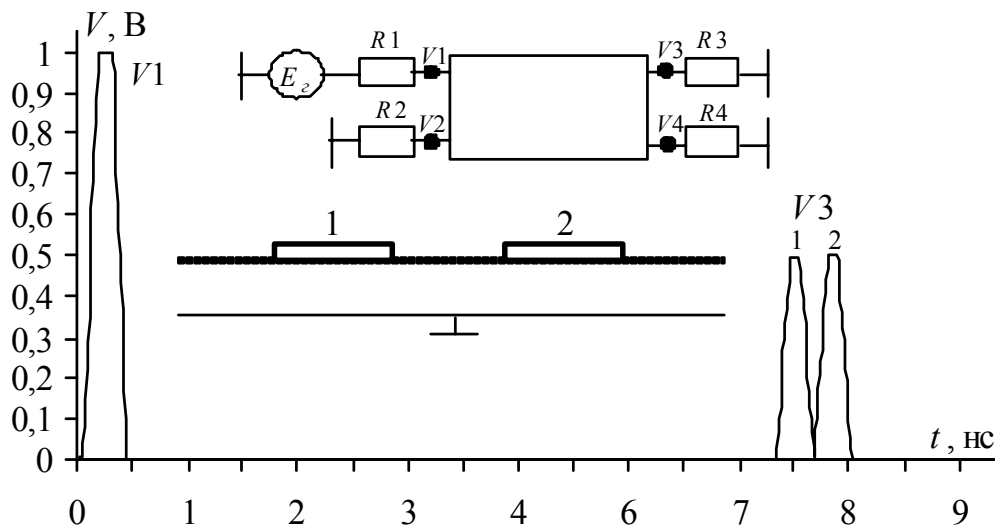


Рисунок 3.1 – Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

Разложение импульсного сигнала в отрезке связанной линии длиной l возможно при условии, если общая длительность импульса t_{Σ} меньше модуля разности задержек распространения мод в линии:

$$t_{\Sigma} < l|\tau_e - \tau_o|, \quad (3.1)$$

где τ_e , τ_o – погонные задержки четной и нечетной мод отрезка связанной линии.

При каскадном соединении отрезков связанных линий происходит последовательное деление каждого импульса на два импульса меньшей амплитуды, т.е. подключение к отрезку еще одного отрезка (рисунок 3.2) приводит к тому, что импульс 1 разлагается на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разлагается на импульс 2.1 и импульс 2.2. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом по времени, если разность задержек мод во втором отрезке, как минимум, вдвое больше, чем в первом. В результате получится последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 (см. рисунок 3.2). Таким образом, последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов, что возможно при последовательном удвоении или укорочении длин отрезков связанных линий. Например, 3 отрезка могут дать 2^3 , то есть 8 импульсов меньшей амплитуды (рисунок 3.3).

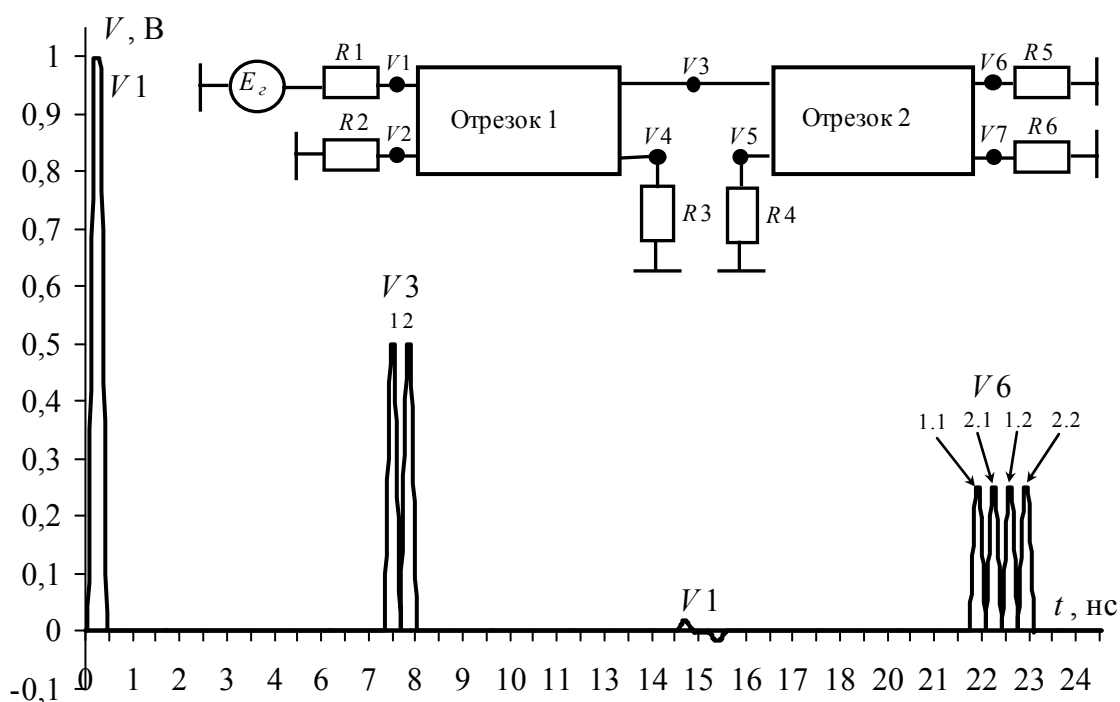


Рисунок 3.2 – Разложение импульса в двух отрезках связанных линий (разность задержек мод во втором отрезке вдвое больше, чем в первом)

Для структуры из n отрезков связанных линий длина k -го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}), \quad k = 1, \dots, n, \quad (3.2)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^{n-1}). \quad (3.3)$$

Формулы (3.1)–(3.3) включают число и параметры отрезков связанных линий для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчет МФ.

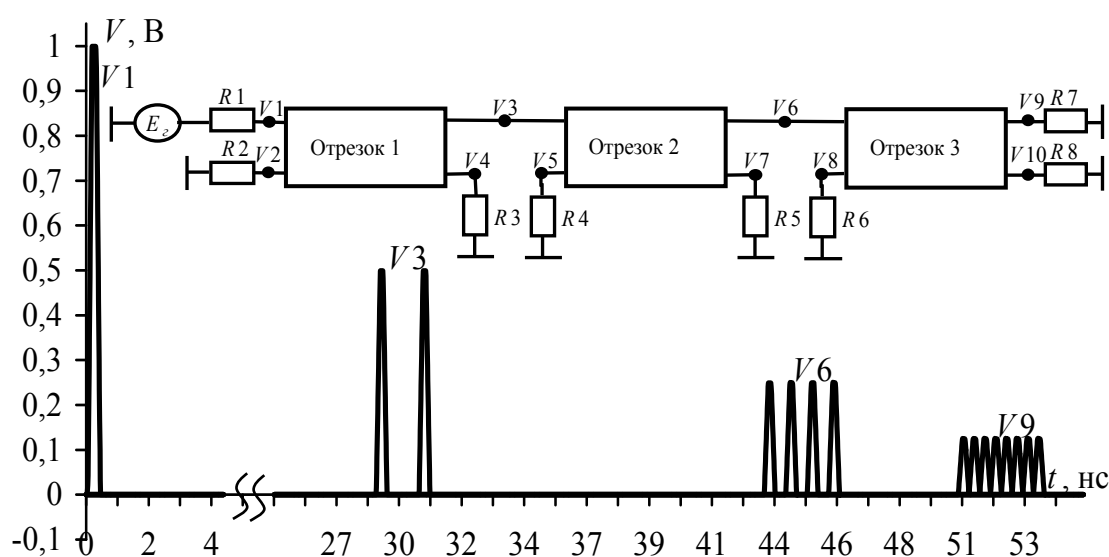


Рисунок 3.3 – Разложение импульса в трех отрезках связанных линий (разность задержек мод в последующем отрезке вдвое меньше, чем в предыдущем)

Для оценки амплитуд импульсов разложения при условии согласования всех мод структуры получено аналитическое выражение

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad (3.4)$$

где $\mathbf{V}_m = 0,5 \cdot \mathbf{S}_v^{-1} \cdot \mathbf{E}$; \mathbf{S}_v – матрица размером $N \times N$, содержащая собственные векторы матрицы LC; \mathbf{E} – вектор размером $N \times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения.

3.2. Модальная фильтрация в печатных платах

Анализ амплитуд импульсов на выходе модального фильтра. Принцип модальной фильтрации основан на уменьшении амплитуды сигнала за счет его разложения, поэтому проведем анализ амплитуд импульсов на выходе МФ.

Для получения условия выравнивания амплитуд импульсов разложения на выходе МФ необходимо выбрать структуры исследуемых связанных линий (СЛ), определить их параметры, а также выбрать граничные условия. При этом важна степень электромагнитной связи между проводниками линий. В качестве объекта исследования выбраны линии с сильной (рисунок 3.4,*а*) и слабой (рисунок 3.4,*б*) связью. Установлено, что равенство амплитуд импульсов разложения достигается при осевой симметрии поперечного сечения структуры (активный (А) и пассивный (П) проводники расположены зеркально по отношению к опорному (О), находящемуся на оси симметрии) и при равных значениях сопротивления R (рисунок 3.4,*в*).

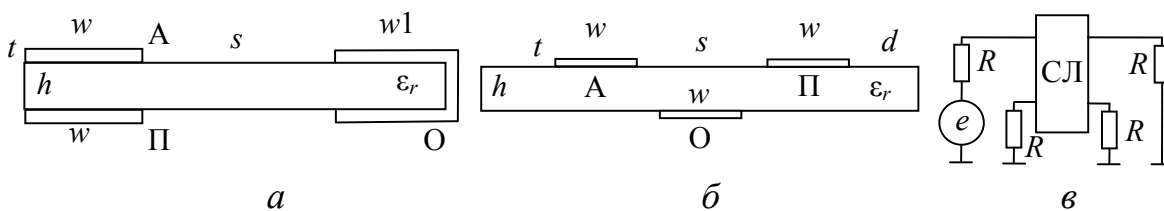


Рисунок 3.4 – Поперечное сечение структур с сильной (*а*) и слабой (*б*) связью и схема включения связанных линий (*в*)

Параметры для структуры с сильной связью (см. рисунок 3.4,*а*): $t = 105$ мкм – толщина всех проводников; $w = 1$ мм – ширина активного и пассивного проводников; $w1 = 1,15$ мм – ширина опорного проводника (с одной стороны диэлектрика); $s = 4,87$ мм – расстояние между активным (пассивным) и опорным проводниками. Параметры для структуры со слабой связью (см. рисунок 3.4,*б*): $t = 105$ мкм, $d = w = 1$ мм, $s = 0,4$ мм. Толщина диэлектрических подложек исследуемых структур $h = 0,29$ мм, диэлектрическая проницаемость подложек $\epsilon_r = 5$. Для них вычислены погонные матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} , а из них – матрица характеристических импедансов \mathbf{Z} и значения импедансов четной (Z_e) и нечетной (Z_o) мод (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Значения коэффициентов матрицы \mathbf{Z} , импедансов четной и нечетной мод

Связь линий	Z_{11} , Ом	Z_{12} , Ом	Z_e , Ом	Z_o , Ом	$(Z_e Z_o)^{1/2}$, Ом
Слабая	105,21	37,09	142,30	68,12	98,45
Сильная	279,93	261,33	541,26	18,60	100,34

Между активным и опорным проводниками структуры подключен генератор э.д.с. с формой сигнала в виде трапеции: длительности нарастания, спада и плоской вершины по 100 пс, амплитуда 1000 В. Вначале рассмотрим псевдосогласованный вариант: сопротивления резисторов R равны значению диагональных коэффициентов ($Z_{11} = Z_{22}$) матрицы \mathbf{Z} . В результате для структуры со слабой связью получены импульсы на выходе МФ с близкими амплитудами (238 В и 245 В, рисунок 3.5,а). Однако для структуры с сильной связью с таким же критерием выбора граничных условий равенство амплитуд импульсов на выходе МФ уже не сохраняется (225 В и 58 В, рисунок 3.5,б). Кроме того, уменьшается амплитуда напряжения в начале линии (с 490 до 360 В). Следовательно, необходим другой способ выбора значения сопротивления R .

Получено аналитическое выражение для значения сопротивления R , обеспечивающего равенство амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. Используя аналитическое выражение для амплитуд (нормированных к амплитуде э.д.с. генератора) импульсов четной и нечетной мод в конце связанных линий

$$V_{e,o}/E_0 = (1 + \Gamma_{e,o})/2P_{e,o}, \quad (3.5)$$

где

$$\Gamma_{e,o} = (R - Z_{e,o})/(R + Z_{e,o}); \quad P_{e,o} = 1 + R/Z_{e,o}, \quad (3.6)$$

и приравнявая их, после алгебраических преобразований получим

$$R = (Z_e Z_o)^{1/2}, \quad (3.7)$$

что совпадает с известным условием согласования связанных линий и определяется как среднегеометрическое значение импедансов четной и нечетной мод. С помощью выражения (3.7) вычислен временной отклик для структур со слабой (см. рисунок 3.5,в) и сильной (см. рисунок 3.5,г) связью. Использование значения R , равного диагональному коэффициенту матрицы \mathbf{Z} , приводит к

неравенству амплитуд импульсов на выходе МФ, особенно значительному для структур с сильной связью (см. рисунки 3.5,*а*, 3.5,*б*); если R равно среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод, то при разложении получаются импульсы с равными амплитудами (см. рисунки 3.5,*в*, 3.5,*г*), а амплитуда напряжения в начале активного проводника линии равна половине э.д.с. Кроме того, при сильной связи амплитуды импульсов гораздо меньше (132 В), чем при слабой (250 В). Следовательно, для реализации модальной фильтрации более предпочтительны структуры с сильными связями.

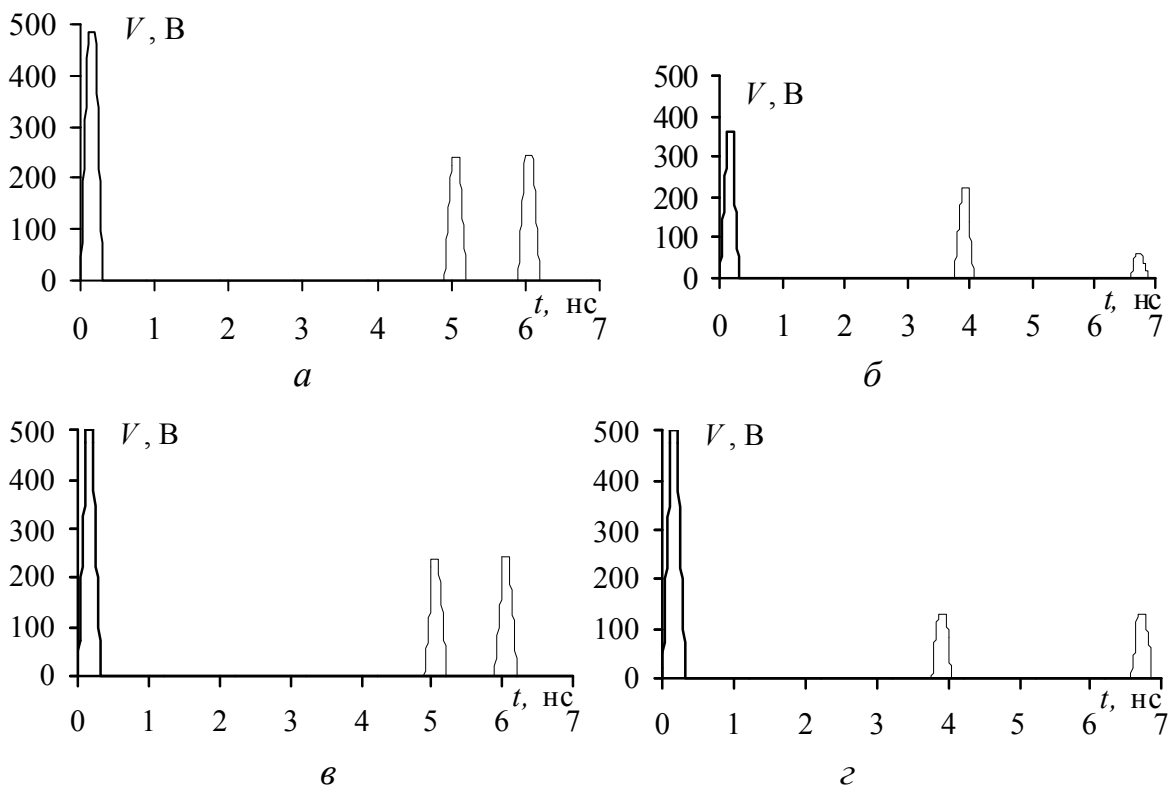


Рисунок 3.5 – Сигнал в начале (—) и конце (---) активного проводника структур со слабой связью: $a - R=Z_{11}$, $в - R=(Z_e Z_o)^{1/2}$; с сильной связью: $б - R=Z_{11}$, $г - R=(Z_e Z_o)^{1/2}$

Амплитуды напряжения импульсов на выходе МФ при $R = (Z_e Z_o)^{1/2}$ можно получить аналитически. Подставив формулу (3.7) в равенство (3.5), после алгебраических преобразований получим выражение для нормированных амплитуд импульсов четной и нечетной мод через их волновые сопротивления ($Z_e > Z_o$), которые будут равны друг другу:

$$V_1/E_0 = (Z_e/Z_o)^{1/2} / \left((Z_e/Z_o)^{1/2} + 1 \right)^2. \quad (3.8)$$

По выражению (3.8), зная значения импедансов четной Z_e и нечетной Z_o мод структуры, можно оценить ослабление опасного импульса в данной связанной линии, не вычисляя временной отклик.

Если напряжение в тракте на согласованной нагрузке в исходном состоянии (без МФ) $V_0 = E_0/2$, то обозначив напряжение на нагрузке в цепи с фильтром V_1 , получим коэффициент ослабления в одном отрезке:

$$V_0/V_1 = \left((Z_e/Z_o)^{1/2} + 1 \right)^2 / \left(2(Z_e/Z_o)^{1/2} \right), \quad (3.9)$$

а используя обозначение $k = (Z_e/Z_o)^{1/2}$, получим

$$V_0/V_1 = (k+1)^2 / (2k) = k/2 + 1 + 1/(2k). \quad (3.10)$$

Из соотношения (3.10) следует, что если $k \rightarrow 1$ (слабая связь), то коэффициент ослабления $V_0/V_1 \rightarrow 2$. Однако если $k \gg 1$, то слагаемое $1/(2k) \rightarrow 0$, следовательно, $V_0/V_1 = k/2 + 1$.

В итоге для структуры из n отрезков связанных линий, в которой все сопротивления имеют значения $R = (Z_e Z_o)^{1/2}$, получим формулу коэффициента ослабления (дБ)

$$V_0/V_n = 20 \lg \left[(k+1)^2 / (2k) \right]^n. \quad (3.11)$$

На основе этого выражения построены зависимости (рисунок 3.6). Видно, что при увеличении k коэффициент ослабления увеличивается, а рост сопротивления R позволяет еще больше увеличивать его.

Из рисунка 3.6,а видно, что при увеличении k коэффициент ослабления растет. Поэтому актуально увеличение k . Из рисунка 3.6,б следует возможность дополнительного ослабления, причем повышение сопротивления R позволяет еще больше увеличивать его.

Для проверки полученных условий выполнена оценка влияния параметра h для линии с лицевой связью (см. рисунок 3.4,а) на импедансы четной Z_e и нечетной Z_o мод, а также на амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Оценка проводилась посредством формулы (3.8) и моделированием в системе TALGAT.

Параметры поперечного сечения: $w = w_1 = 1$ мм, $s = 4$ мм, $t = 105$ мкм, $h = 0,125, \dots, 4$ мм, $\varepsilon_r = 5$. Полученные результаты представлены в таблице 3.2 (погонные задержки четной и нечетной мод, их разность, импедансы четной и нечетной мод линии и корень квадратный из их отношения).

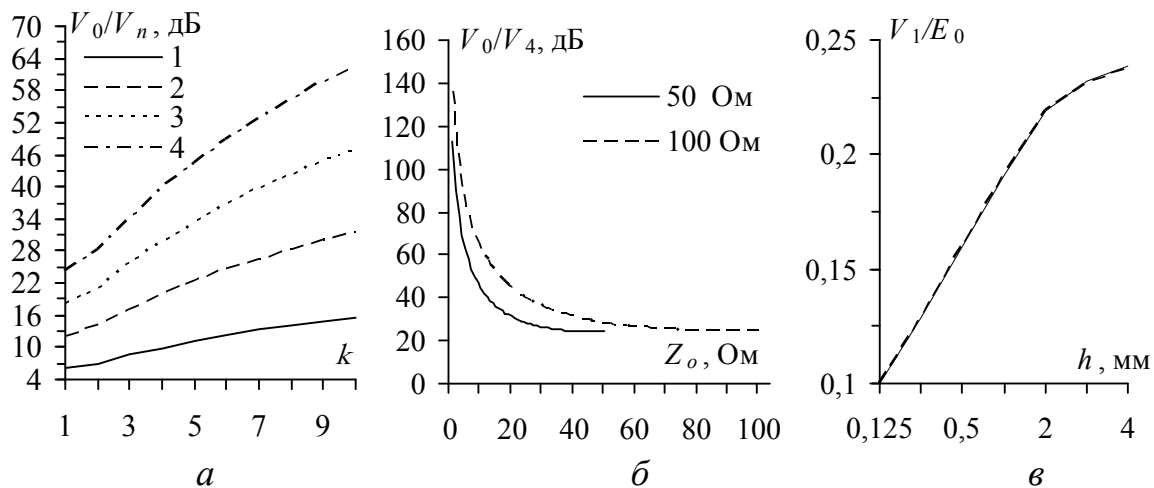


Рисунок 3.6 – Зависимости V_0/V_n от k для $n=1, 2, 3, 4$ (а) и V_0/V_4 от Z_o для разных значений $R=(Z_e Z_o)^{1/2}$ (б); V_1/E_0 от h (в): — моделирование, -- расчет

Таблица 3.2 – Параметры линии с лицевой связью

h , мм	τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	$\tau_o - \tau_e$, нс/м	Z_o , Ом	Z_e , Ом	$(Z_e/Z_o)^{1/2}$
0,125	6,91	3,62	3,29	9,04	561,04	7,88
0,25	6,68	3,75	2,89	16,45	521,11	5,63
0,5	6,31	3,97	2,34	28,56	462,47	4,02
1	5,95	4,28	1,67	46,54	388,06	2,89
2	5,63	4,70	0,92	70,15	307,51	2,09
3	5,46	4,96	0,50	85,72	264,28	1,76
4	5,35	5,14	0,22	97,03	236,96	1,56

Сравнение результатов моделирования временного отклика на импульс с амплитудой э.д.с. генератора 1 В, подаваемый между активным и опорным проводниками, и вычисленных по формуле (3.8) представлено на рисунке 3.6,в. Видно, что значения практически совпадают, а отличие связано с ошибками округления при вычислении временного отклика.

Таким образом, выбор меньших толщин диэлектрика в данной структуре позволяет получить импульсы разложения на выхо-

де МФ с меньшими амплитудами, т.е. обеспечить больший коэффициент деления импульса путем усиления связи. Например, ослабление импульса в 2 раза при слабой связи может достичь 5 раз при сильной связи.

В результате найдено важное для модальной фильтрации условие выбора резистивных нагрузок на концах отрезка МФ, при котором обеспечиваются равные амплитуды импульсов на выходе МФ. Кроме того, получено выражение для коэффициента ослабления на каскад МФ через импедансы четной и нечетной мод линии.

Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации. Для совершенствования модальной фильтрации предлагается использовать зеркальную симметрию. За основу взята структура, изображенная на рисунке 3.4,б (далее структура 1).

Зеркально-симметричная структура относительно плоскости α , которая проходит через проводник 3, представлена на рисунке 3.7 (далее структура 2). Она отличается от структуры 1 тем, что напротив проводников 1 и 2 добавлены проводники 1* и 2*, увеличена толщина диэлектрика $h_1 = 2h + t$ и проводник 3 расположен в диэлектрике.

В общем случае структура 2 рассматривается как четырехпроводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре распространяются четыре моды с соответствующими характеристиками.

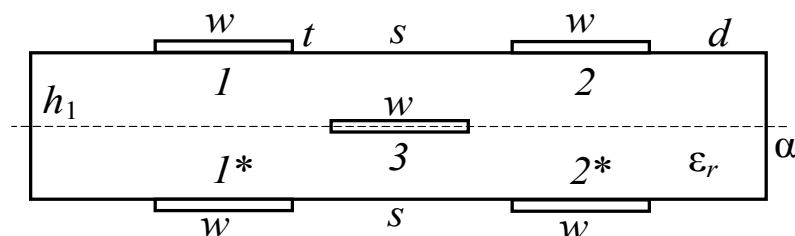


Рисунок 3.7 – Поперечное сечение структуры 2

Для выполнения анализа вычислим матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции при $s = 0,4$ мм, $w = 0,3$ мм, $t = 105$ мкм, $h_1 = 1,105$ мм, $\epsilon_r = 5$:

$$\begin{aligned}
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 75 & -11,4 & -18,6 & -2,4 \\ -11,4 & 75 & -2,4 & -18,6 \\ -18,6 & -2,4 & 75 & -11,4 \\ -2,4 & -18,6 & -11,4 & 75 \end{bmatrix} \text{ пФ/м,} \\
\mathbf{L} &= \begin{bmatrix} 580,3 & 247,5 & 206,2 & 168,2 \\ 247,5 & 580,3 & 168,2 & 206,2 \\ 206,2 & 168,2 & 580,3 & 247,5 \\ 168,2 & 206,2 & 247,5 & 580,3 \end{bmatrix} \text{ нГн/м.}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Теперь определим вектор погонных задержек мод, матрицы характеристического импеданса и собственных векторов произведения матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} (3.12):

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{\tau} &= \begin{bmatrix} 7,2 \\ 5,1 \\ 5,5 \\ 6,2 \end{bmatrix} \text{ нс/м; } \mathbf{Z}_c = \begin{bmatrix} 92 & 29 & 28,5 & 19 \\ 29 & 92 & 19 & 28,5 \\ 28,5 & 19 & 92 & 29 \\ 19 & 28,5 & 29 & 92 \end{bmatrix} \text{ Ом;} \\
\mathbf{S}_v &= \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & -0,5 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Из вектора $\boldsymbol{\tau}$ следует, что погонные задержки мод различны. Однако из матрицы \mathbf{S}_v видно, что значения напряжений мод в проводниках равны по модулю. Кроме того, установлено, что при изменении параметров структуры 2 изменяются значения погонных задержек, но элементы матрицы \mathbf{S}_v не меняются. Это может быть полезно при оптимизации.

Для оценки возможности модального разложения необходимо вычислить минимальную разность погонных задержек мод (2.2) и амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника (3.4). Матрица амплитуд импульсов разложения в конце активного

проводника вычислена при условии, что источник э.д.с. амплитудой 1 В подключен между проводниками 1 (активный) и 3 (опорный) и согласованы моды отрезка линии передачи:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0,125 & 0,125 & -0,125 & 0,125 \\ 0,125 & -0,125 & 0,125 & 0,125 \\ 0,125 & 0,125 & 0,125 & -0,125 \\ 0,125 & -0,125 & -0,125 & -0,125 \end{bmatrix} \text{ В.} \quad (3.14)$$

Из вектора $\mathbf{\tau}$ следует, что минимальное значение разности погонных задержек мод равно 0,4 нс/м. Следовательно, полное разложение импульсного сигнала длительностью t_{Σ} в отрезке линии передачи длиной l возможно при условии $t_{\Sigma}/l < 0,4$ нс/м. Кроме того, согласно вектору (3.14) амплитуды импульсов разложения одинаковы и в 8 раз меньше амплитуды э.д.с. источника. Можно предположить, что эти амплитуды существенно не изменяются при нагрузках на концах проводников, равных диагональному значению матрицы \mathbf{Z}_c . Для подтверждения вычислены формы сигнала в начале и конце активного проводника (проводник 1 на рисунке 3.7).

При вычислении форм сигнала в структуре 2 использовалась схема, изображенная на рисунке 3.8. Она содержит восемь резисторов с сопротивлением 92 Ом и источник сигналов, который подключен между проводниками 1 (активный, верхний на схеме) и 3 (опорный, представленный обозначением схемной земли). Вычисленные формы сигналов в начале ($V1$) и конце ($V6$) проводника 1 при $l = t_{\Sigma}/0,4 = 0,3 / 0,4 = 0,75$ м показаны на рисунке 3.8, где источник импульсных сигналов представлен идеальным источником э.д.с. (длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 0,1 нс, так что $t_{\Sigma} = 0,3$ нс, а амплитуда – 1 В).

Из рисунка 3.8 видно, что в конце проводника l имеются четыре импульса с амплитудами 0,123; 0,117; 0,123 и 0,114 В. Они несколько отличаются от 0,125 В в (3.14) из-за рассогласования каждой моды. В итоге результаты моделирования подтверждают

возможность разложения импульсного сигнала на четыре импульса с одинаковыми амплитудами, которые в 8 раз меньше, чем э.д.с.

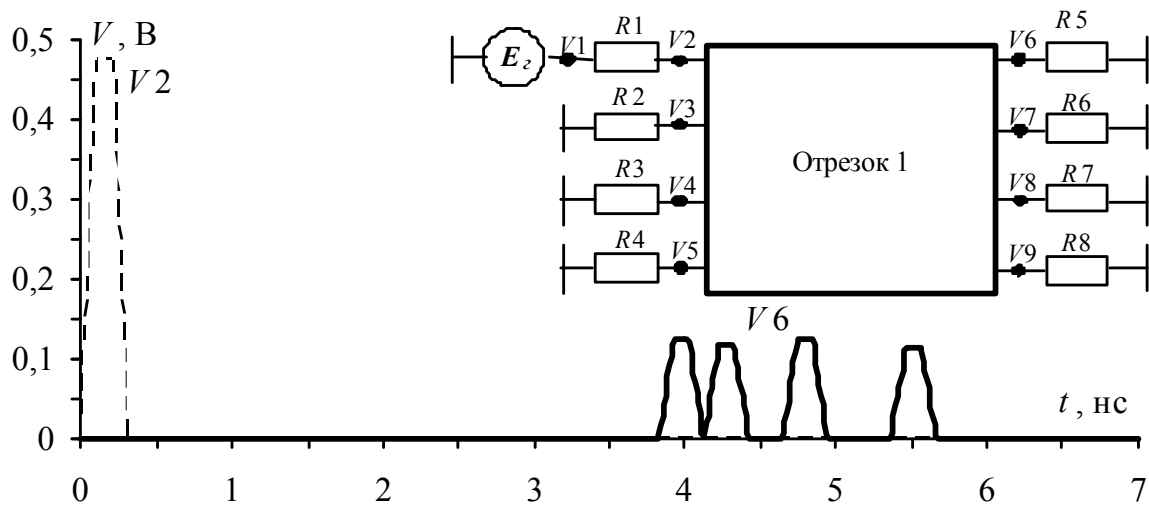


Рисунок 3.8 – Схема и формы сигнала в начале и конце проводника 1 для структуры 2

Сравним результаты для структур 1 и 2. Для структуры 1 разложение сигнала возможно при условии $t_{\Sigma}/l < 1$ нс/м, поэтому для уменьшения амплитуды разложенных импульсов в 8 раз относительно э.д.с. необходимо использовать двухкаскадное соединение отрезков (рисунок 3.9).

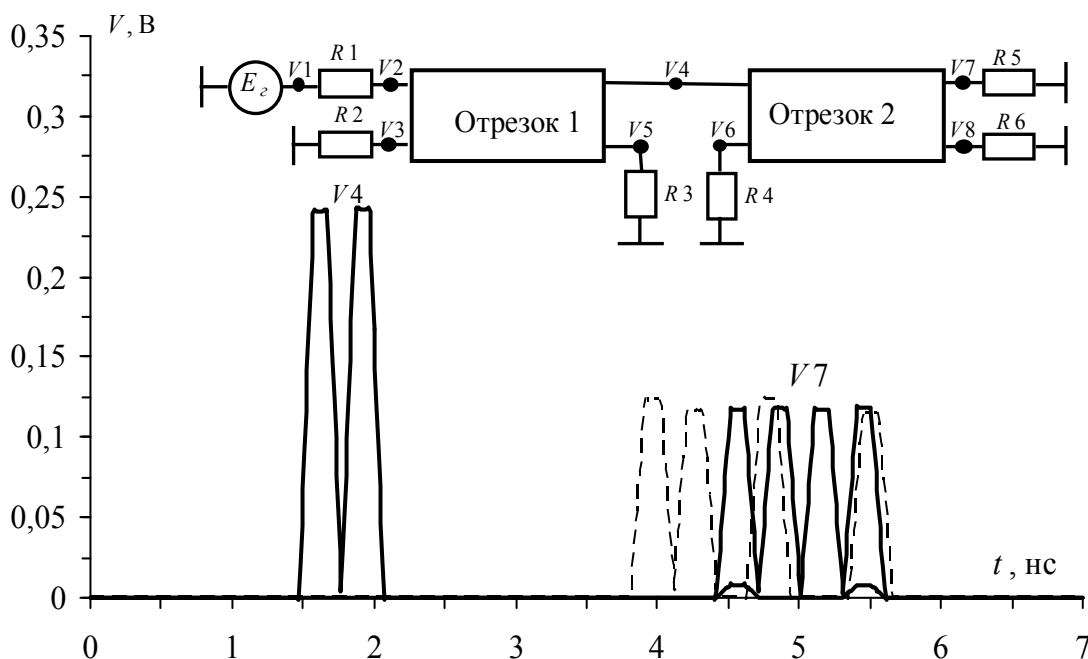


Рисунок 3.9 – Формы сигнала в конце активного проводника для структур 1 (—) и 2 (---)

При этом длина структуры 2 будет в 1,2 раза больше длины структуры 1. Например, при $t_{\Sigma} = 0,3$ нс общая длина для структуры 1 будет $l_1 + l_2 = 0,3 + 0,6 = 0,9$ м (длины двух отрезков линий передачи), а длина для структуры 2 составит $l = 0,75$ м (длина одного отрезка линии передачи). Для сравнения вычислены частотные отклики при гармоническом воздействии э.д.с. амплитудой 1 В (рисунок 3.10). Видно, что полоса пропускания структуры 2 примерно в 1,5 раза меньше, чем структуры 1 (рисунок 3.10,а).

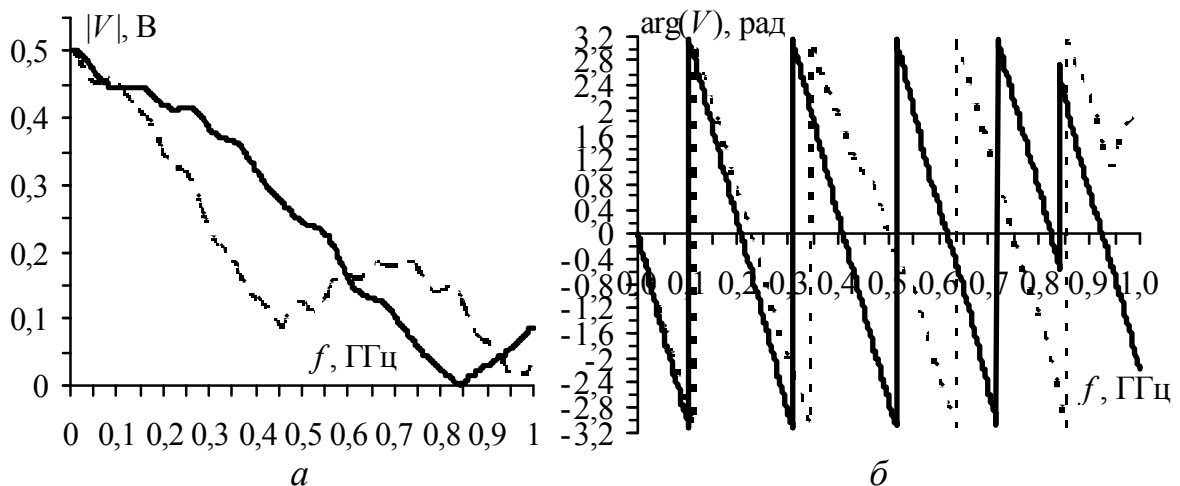
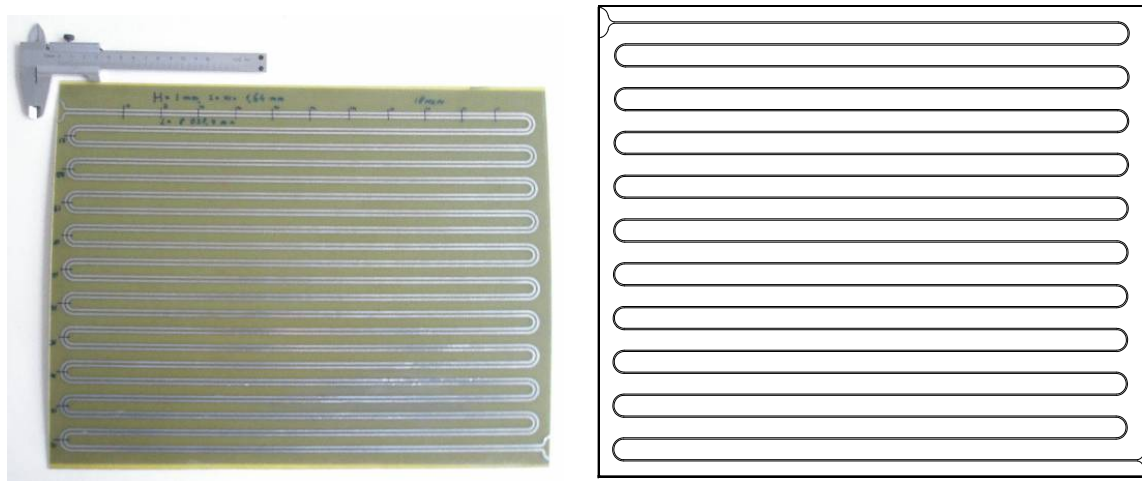


Рисунок 3.10 – Модуль (а) и фаза (б) частотного отклика для структур 1 (—) и 2 (- - -)

Таким образом, минимальная разность погонных задержек мод в зеркально-симметричной структуре в 2,5 раза меньше, чем в структуре 1. Однако амплитуды импульсов разложения в одном отрезке линии передачи одинаковы и в 8 раз меньше амплитуды э.д.с. источника. Кроме того, длина одиночного отрезка четырехпроводной структуры в 1,2 раза меньше, чем общая длина двухкаскадной двухпроводной структуры при одинаковых амплитудах на выходе.

Экспериментальное подтверждение возможности модальной фильтрации в печатных платах. Макеты исследуемых печатных плат изготовлены из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 5,4$ и толщинами $h_d = 1; 0,2$ мм. На рисунке 3.11,а представлена фотография платы 1, ее параметры измерены микрометром и специальной лупой с ценой деления 0,01 мм: $h_d = 1,00$ мм,

$t = 0,02$ мм, $w = 1,70$ мм, $s = 1,60$ мм, $l = 8,04$ м; на рисунке 3.11,б показан фотошаблон платы 2 с параметрами $h_d = 0,16$ мм, $t = 0,03$ мм, $w = 0,29$ мм, $s = 0,34$ мм, $l = 5,64$ м.

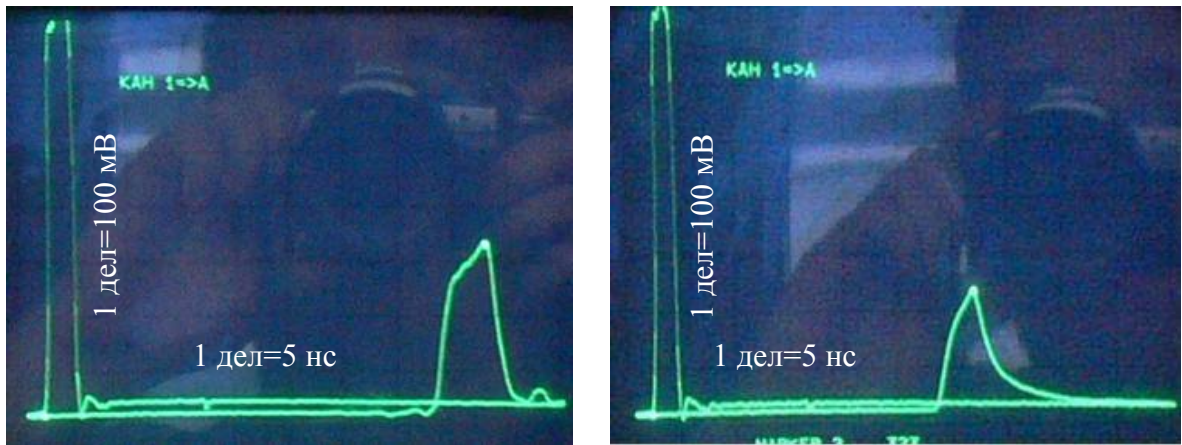


a *б*
 Рисунок 3.11 – Фотография печатной платы 1 (*a*)
 и фотошаблон платы 2 (*б*)

Вначале на один из проводников микрополосковой линии (плат 1 и 2) подавали импульсный сигнал с параметрами $U_0 = 755$ мВ, $t_r = 700$ пс, $t_f = 800$ пс и с большой длительностью вершины импульса t_d , которую плавно уменьшали. (На концах пассивного проводника – холостой ход.) В результате для платы 1 при $t_d = 2$ нс (общая длительность исходного импульса $t_\Sigma = 3,5$ нс) длительность импульса в конце активного проводника увеличилась более чем в 2 раза – $t_\Sigma = 7,2$ нс, а амплитуда уменьшилась до 336 мВ (рисунок 3.12,а). Дальнейшее уменьшение длительности вершины импульса приводило к его разложению на два импульса. Для платы 2 это произошло при $t_d = 1,3$ нс (общая длительность импульса в начале $t_\Sigma = 2,8$ нс) и длительность импульса в конце составила 9 нс, а амплитуда – 227 мВ (рисунок 3.12,б). Отметим, что на обоих рисунках импульс справа – это результат неполного разложения импульса за счет затягивания фронтов и уменьшения амплитуды вследствие дисперсии.

Далее на проводники плат 1 и 2 подавался импульс с параметрами $E_0 = 615$ мВ, $t_r = 700$ пс, $t_f = 700$ пс, $t_d = 0$ нс (общая дли-

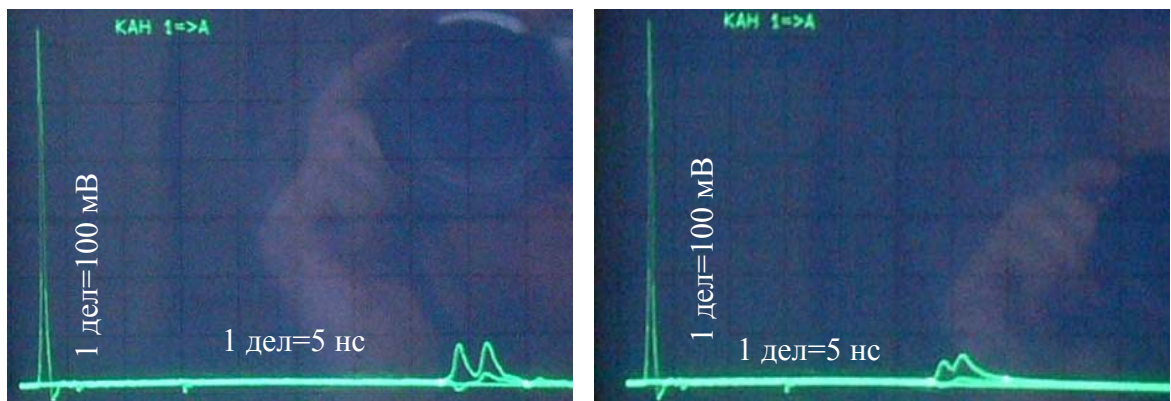
тельность импульса минимальна – $t_{\Sigma} = 1,4$ нс). Полученные осциллограммы представлены на рисунке 3.13.



а

б

Рисунок 3.12 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) активного проводника плат 1 (*а*) и 2 (*б*)



а

б

Рисунок 3.13 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульсы справа) активного и пассивного проводников плат 1 (*а*) и 2 (*б*)

Из результатов эксперимента видно, что происходит разложение исходного импульса на два импульса. Амплитуды импульсов разложения уменьшаются из-за потерь и дисперсии более чем в 2 раза: для платы 1 они равны 80 и 85 мВ, а для платы 2 – 58 и 71 мВ. Таким образом, подтверждается возможность разложения сигналов в структурах печатных плат. Следовательно, подобные структуры можно использовать для создания МФ.

3.3. Модальная фильтрация в кабелях

Рассмотрим широко распространенные кабели с различным сечением жил, которые по структуре поперечного сечения разделены на круглые (рисунок 3.14,*а*) и плоские (рисунок 3.14,*б, в*), а по наличию воздушных промежутков в поперечном сечении – на две группы: с воздушными промежутками (рисунок 3.14,*а, б*) и со сплошным диэлектрическим заполнением (рисунок 3.14,*в*).

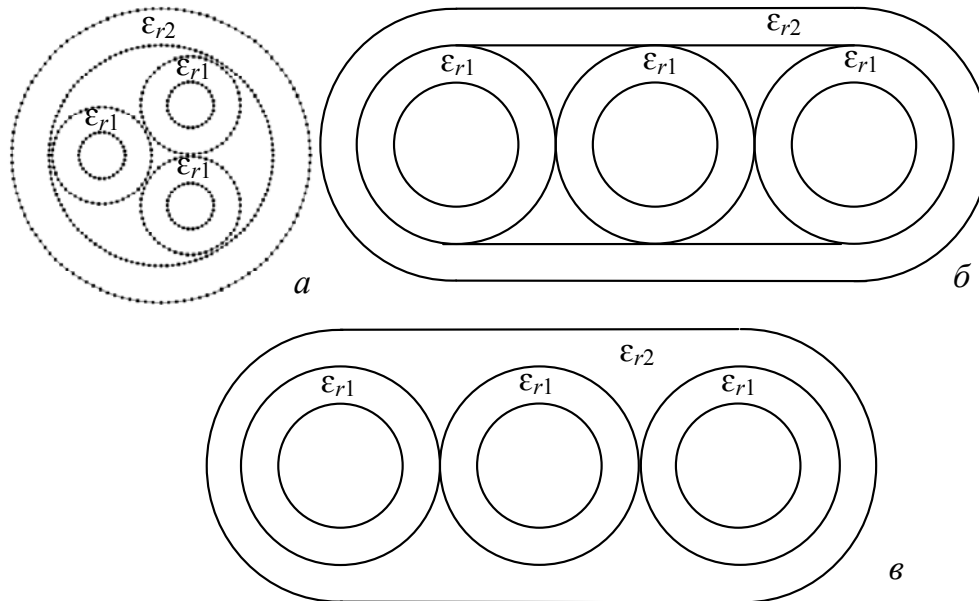


Рисунок 3.14 – Поперечное сечение круглого (*а*) и плоских (*б, в*) кабелей

Для оценки возможности модальной фильтрации в кабелях необходимо знать значения погонных задержек мод и их разности. Поэтому выполним анализ этих параметров для некоторых марок кабелей.

Для кабеля ТРП-3×0,5 зависимости $\tau_1(\dots)$, $\tau_2(\text{---})$ и $\tau_1 - \tau_2(\text{—})$ от ϵ_r оболочки приведены на рисунке 3.15,*а*. При материале оболочки из поливинилхлоридного (ПВХ) пластика ($\epsilon_r = 3$) разность погонных задержек мод составляет примерно 0,4 нс/м.

Для кабеля RJ-12 зависимости $\tau_1(\dots)$, $\tau_2(\text{---})$, $\tau_3(\text{—})$ от относительной диэлектрической проницаемости оболочки кабеля ϵ_{r2} при относительной диэлектрической проницаемости оболочки проводов из ПВХ $\epsilon_{r1} = 3$ приведены на рисунке 3.15,*б*. Как видно,

при материале оболочки кабеля из того же ПВХ ($\epsilon_{r2} = 3$) максимальная разность погонных задержек мод составляет примерно 0,3 нс/м. Для оценки влияния числа проводов в кабеле типа RJ-12 аналогичные исследования выполнены для его вариантов с меньшим и большим числом проводов. Зависимости $\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$ от ϵ_{r2} при $\epsilon_{r1} = 3$ для $N = 2(\dots)$, $N = 3(\text{---})$, $N = 4(\text{—})$ приведены на рисунке 3.15,в. Видно, что с ростом N минимум максимальной разности погонных задержек мод увеличивается, но характер зависимостей различен.

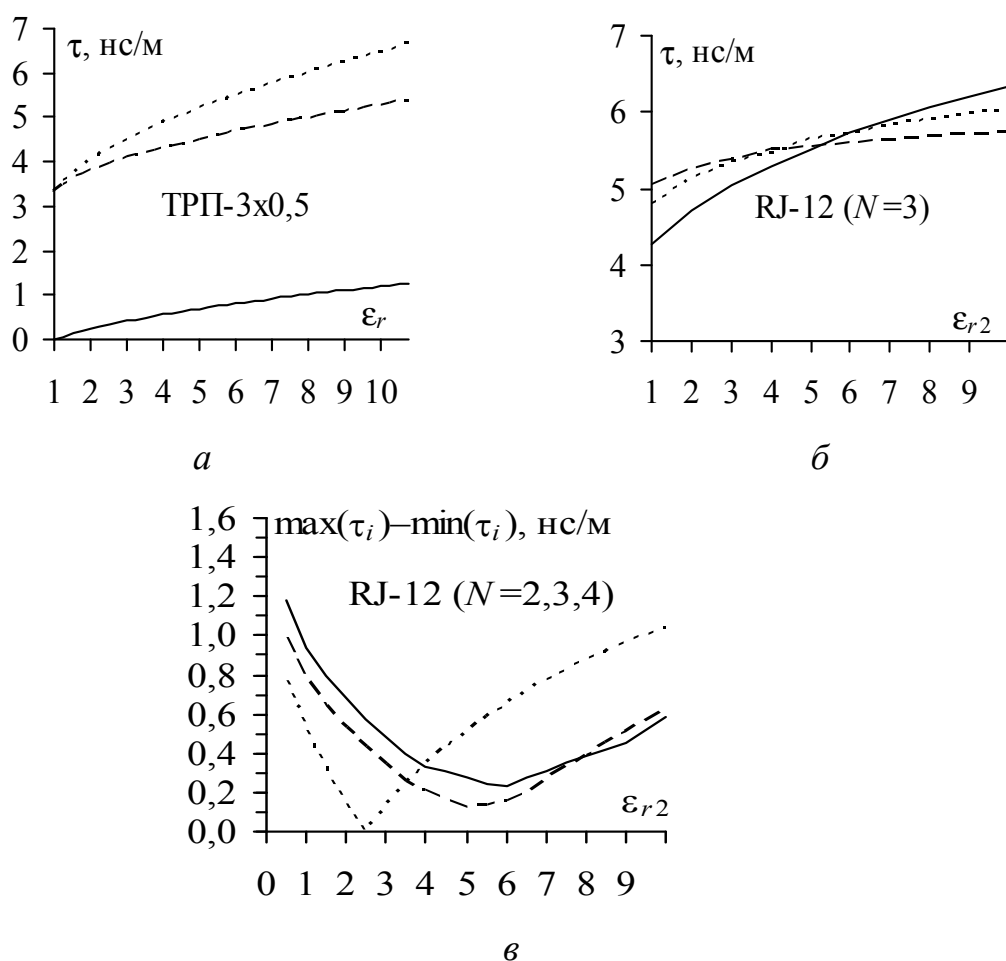


Рисунок 3.15 – Зависимости погонных задержек мод (а, б) и их максимальной разности (в) от ϵ_{r2}

Для кабелей NUM (см. рисунок 3.14,а) и АПУНП (см. рисунок 3.14,б) вычислены значения погонных задержек мод и их разности для $\epsilon_{r2} = 1, 2, \dots, 20$ при $\epsilon_{r1} = 3$. Внешняя среда – воздух. В результате установлено, что для кабеля NUM погонные задержки мод равны, а их значения изменяются в диапазоне

4,78–5,3 нс. Поэтому модальных искажений в кабеле NUM не будет. В кабеле АПУНП разница погонных задержек мод существенна (рисунок 3.16). При оболочке кабеля из ПВХ ($\epsilon_{r2} = 3$) разница погонных задержек мод составляет 0,3 нс/м. Следовательно, для реализации модальной фильтрации подходят плоские кабели.

Для широко распространенных плоских кабелей значения задержек мод и их разности, вычисленные при $\epsilon_r = 3$, приведены в таблице 3.3. Видно, что у плоских кабелей разность погонных задержек мод составляет более 0,3; 0,5 нс/м. Причем при равном сечении жил у кабелей без воздуха она в 1,6–1,8 раза больше, чем у кабелей с воздухом. Большее значение разности позволяет уменьшить длину структуры для деления заданного импульса либо поделить импульс большей длительности. Таким образом, получены важные для модального разложения электрические параметры широко применяемых плоских кабелей.

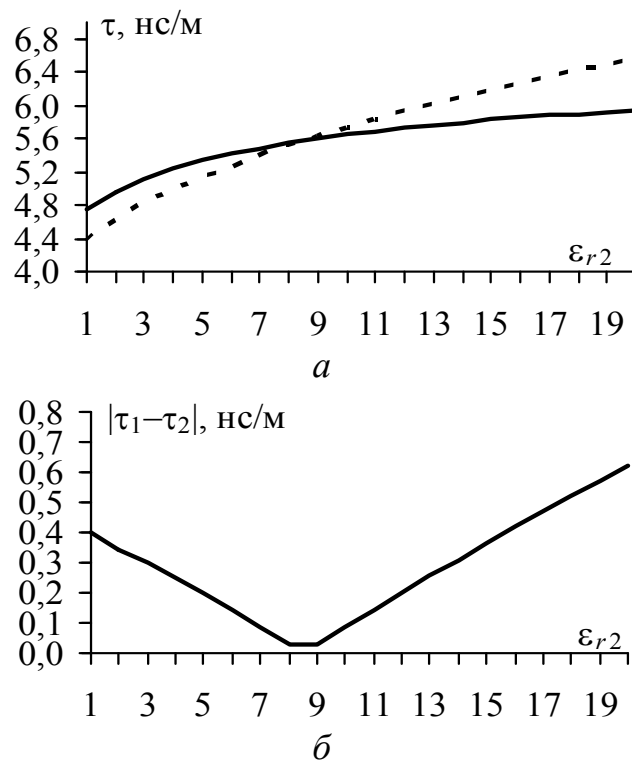


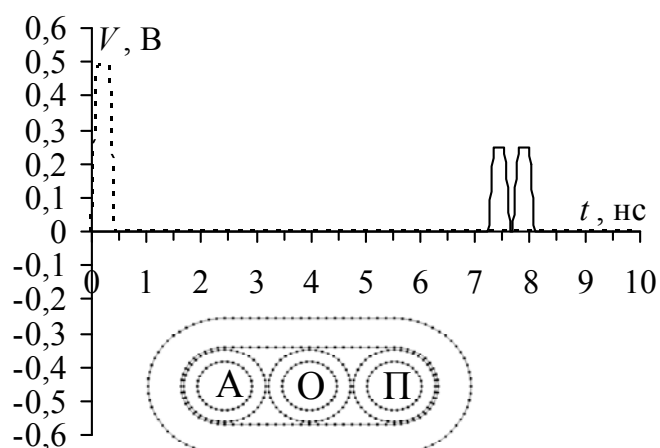
Рисунок 3.16 – Зависимость погонных задержек (а) и модуля их разности (б) от ϵ_{r2} для кабеля на рисунке 3.14,б

Для подтверждения возможности модального разложения в рассматриваемых кабелях вычислены формы сигнала. Длина кабеля выбиралась из условия (3.1). Исследовались три варианта подключения к кабелю генератора э.д.с. с формой сигнала в виде

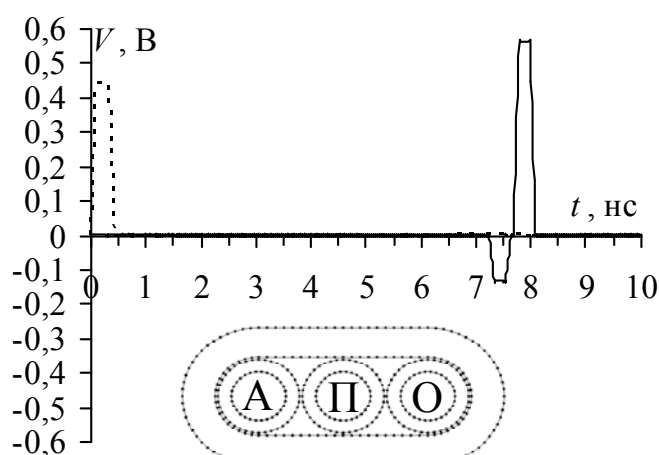
трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника. Результаты моделирования отклика для кабелей АПУНП и RJ-12 приведены на рисунках 3.17, 3.18, где А – активный проводник, к которому подключен генератор импульса; О – опорный проводник; П – пассивный проводник.

Таблица 3.3 – Значения погонных задержек мод и их разности для плоских кабелей

Параметр	Кабели с воздухом				Кабели без воздуха	
	ВВГ 3×1,5	ВВГ 3×2,5	ВВГ 3×4	ПУГНП 3×1,5	ПУГНП 3×2,5	ПУГНП 3×4
τ_1 , нс/м	5,090	4,977	5,048	5,063	5,602	5,594
τ_2 , нс/м	4,777	4,676	4,713	4,743	5,063	5,073
$\Delta\tau$, нс/м	0,313	0,302	0,335	0,320	0,539	0,521



а



б

Рисунок 3.17 – Формы сигнала в начале (---) и конце (—) активного проводника кабеля АПУНП ($E_0=1$ В, $t_r = t_f=100$ пс, $t_d=200$ пс, $l=1,5$ м)

Анализ рисунков показывает, что когда опорный проводник расположен между активным и пассивным проводниками, к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половинной) амплитуды и полярности (см. рисунок 3.17,*a*). В остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Для кабеля RJ-12 получены в некоторых вариантах два импульса, а в других – три (см. рисунок 3.18). Можно отметить, что две погонные задержки мод τ_2 и τ_3 при $\varepsilon_{r2} = 3$ почти равны (см. рисунок 3.15,*в*), так как они различаются всего на 40 пс. Следовательно, количество наблюдаемых импульсов и их амплитуда в конце отрезка плоского кабеля зависят от расположения активного, пассивного и опорного проводников, а также от коэффициентов отражения каждой моды.

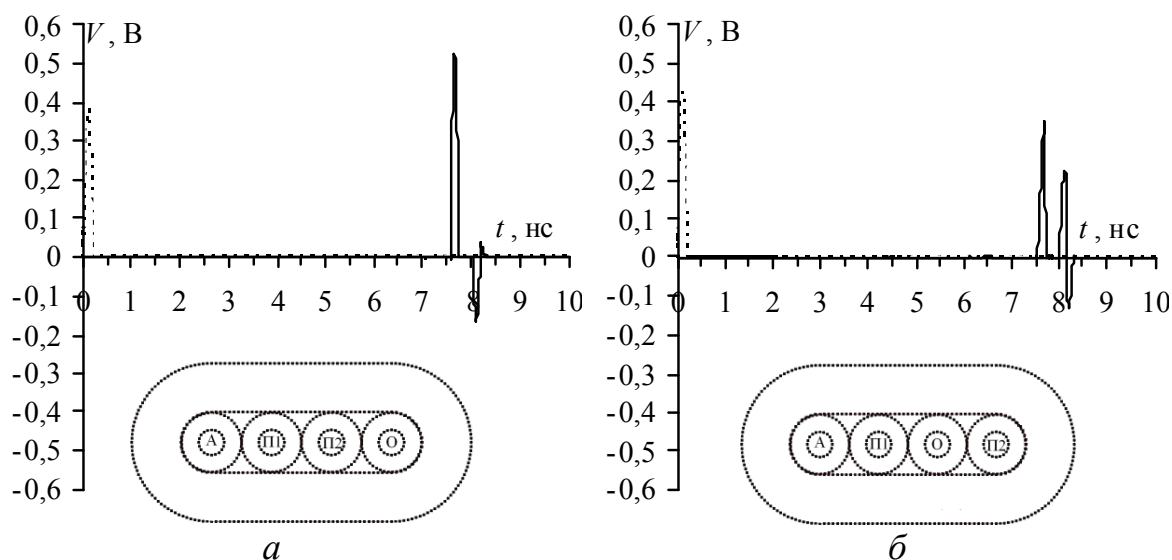


Рисунок 3.18 – Формы сигнала в начале (---) и конце (—) активного проводника кабеля RJ-12 ($E_0=1$ В, $t_r = t_f=100$ пс, $t_d=10$ пс, $l=1,5$ м)

Далее рассмотрим влияние изменений граничных условий на концах активного и пассивного проводников. Исследовались кабели марок ВВГ 3×1,5, ПУГНП 3×1,5 и ПУГНП 3×2,5. Схема включения одиночного отрезка, используемая при исследовании, представлена на рисунке 3.19.

Входное воздействие представляет собой импульсный сигнал общей длительностью 300 пс. Длительности фронта, спада и плоской вершины импульса выбраны равными по 100 пс. Амплитуда импульса составляет 2 В.

Моделирование выполнено для 10 вариантов включения отрезков:

- 1) $R1=R2=R3=R4$ – псевдосогласование (ПС);
- 2) $R1=R3$ – ПС, $R2=R4$ – холостой ход (XX);
- 3) $R1=R3$ – ПС, $R2=R4$ – короткое замыкание (КЗ);
- 4) $R1=R3$ – ПС, $R2$ – XX, $R4$ – КЗ;
- 5) $R1=R3$ – ПС, $R2$ – КЗ, $R4$ – XX;
- 6) $R1=R3=50$ Ом, $R2=R4$ – ПС;
- 7) $R1=R3=50$ Ом, $R2=R4$ – XX;
- 8) $R1=R3=50$ Ом, $R2=R4$ – КЗ;
- 9) $R1=R3=50$ Ом, $R2$ – XX, $R4$ – КЗ;
- 10) $R1=R3=50$ Ом, $R2$ – КЗ, $R4$ – XX.



Рисунок 3.19 – Схема включения отрезка кабеля

При моделировании номинал резистора для КЗ выбран равным 1 мОм, для XX – 5 МОм, для ПС – значению диагональных коэффициентов матрицы \mathbf{Z} . Длины отрезков кабелей выбраны из условия (3.1) минимальными, при которых происходит полное разложение импульса. Длина отрезка кабеля ВВГ 3×1,5 составляет 0,98 м, ПУГНП 3×1,5 – 0,95 м и ПУГНП 3×2,5 – 0,58 м. Как видно, длина отрезка кабеля без воздуха почти в 2 раза меньше длины отрезков кабелей с воздухом.

Моделирование отклика выполнено для всех кабелей, но результаты, поскольку они аналогичны, представлены только для ПУГНП 3×2,5 (таблица 3.4). Обозначение вариантов в виде «1. XX–КЗ» означает вариант включения № 9, имеющий в начале пассивного проводника холостой ход, а в конце – короткое замыкание.

Полученные результаты показывают, что при рассогласовании отрезков кабеля разложение импульса сохраняется. Рассогласование влияет на соотношение амплитуд импульсов разложения и на появление отраженных сигналов. Детальный анализ результатов таблицы 3.4 для кабеля ПУГНП 3×2,5 показал следующее.

В варианте 1, когда отрезок псевдосогласован, входной импульс делится на два импульса с одинаковыми амплитудами, вдвое меньшими по отношению к импульсу на входе. Варианты 4 и 5 дают такие же результаты, как и вариант 1, за исключением появления отраженных сигналов, которые приходят в начало и конец линии. Важно отметить, что теперь часть энергии, рассеиваемая ранее на резисторах пассивного проводника, рассеивается на генераторе и нагрузке.

В случаях, когда пассивный проводник на холостом ходу или замкнут на землю на обоих концах, амплитуды импульсов отличаются. При ХХ амплитуда первого импульса меньше амплитуды второго на 30 % и составляет 40 % от амплитуды импульса на входе, амплитуда второго импульса составляет 60 % от амплитуды импульса на входе. При КЗ, наоборот, амплитуда второго импульса меньше первого с теми же соотношениями.

Варианты 6, 9 и 10 дают результаты, по характеру одинаковые с вариантами 1, 4 и 5, с равными амплитудами. Здесь амплитуды импульсов в 2,5 раза меньше, чем у импульса на входе.

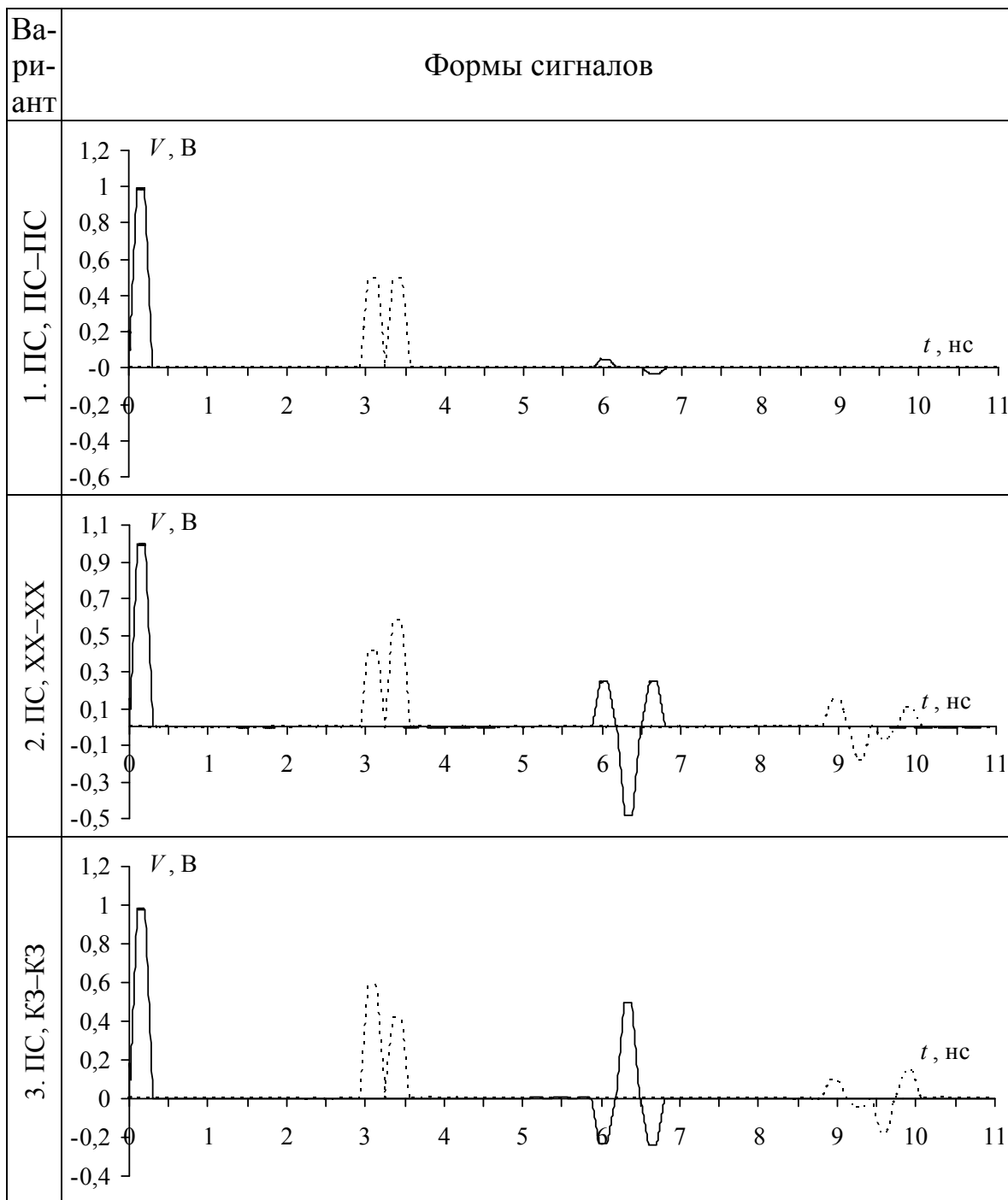
Характер результатов вариантов 7 и 8 совпадает с вариантами 2 и 3 соответственно. Амплитуда первого импульса варианта 7 меньше амплитуды второго импульса на 35 %. Амплитуда первого импульса составляет 30 % от импульса на входе, а амплитуда второго – 47 %. Для варианта 8 эти соотношения инвертируются.

Также исследовано влияние рассогласования в структурах из двух и трех последовательно соединенных отрезков кабеля ПУГНП 3×4. Для двухотрезочной структуры длина первого отрезка равна 0,6 м, а длина второго – 1,2 м. Моделирование выполнено для 17 вариантов включения отрезков. В результате установлено, что при рассогласовании отрезков эффект последовательного разложения импульса сохраняется. Рассогласование приводит к изменениям амплитуд импульсов и к появлению отражений сигнала. Примечательны варианты с делением входного импульса на импульсы с одинаковыми амплитудами.

Для трехотрезочной структуры длина первого отрезка 0,6 м, второго – 1,2 м, третьего – 2,4 м. Моделирование выполнено для 37 вариантов включения отрезков. Установлено, что эффект последовательного разложения сохраняется. Некоторые сигналы, полученные при делении входного импульса, имеют характер из-

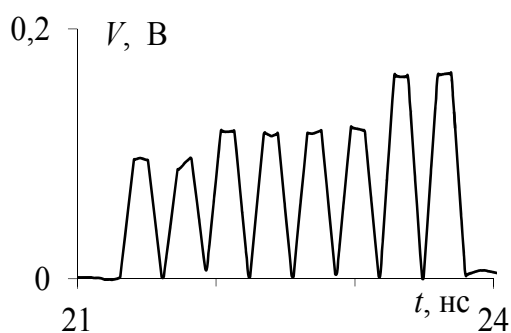
менения амплитуд, противоположный сигналам других вариантов. Пример такого случая представлен на рисунке 3.20.

Таблица 3.4 – Формы сигнала в начале ($V1 -$) и конце ($V3 \dots$) активного проводника для вариантов 1–5 рассогласования одиночного отрезка кабеля ПУГНП $3 \times 2,5$

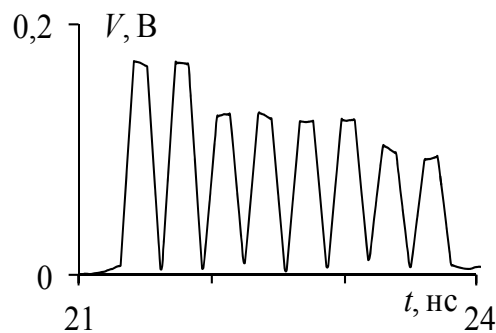


Окончание таблицы 3.4

Ва-ри-ант	Формы сигналов
4. ПС, ХХ-КЗ	
5. ПС, КЗ-ХХ	



a



б

Рисунок 3.20 – Сигналы с противоположным характером изменения амплитуд импульсов разложения

Экспериментальное подтверждение возможности модальной фильтрации в кабелях. В первом эксперименте между парой соседних проводников отрезка кабеля ПУГНП 3×4 длиной $l = 4,8$ м подавался импульс с параметрами $E_0 = 0,7$ В, $t_r = 345,6$ пс,

$t_f = 276$ пс, $t_d = 137,8$ пс по уровням 0,1–0,9 (рисунок 3.21). (На концах пассивного проводника кабеля холостой ход.)

Осциллограммы напряжения представлены на рисунке 3.22,а. Исходный импульс раскладывается в конце активного проводника плоского кабеля на два импульса с амплитудами 182 мВ и 234 мВ. Различие амплитуд вызвано влиянием потерь и рассогласования.

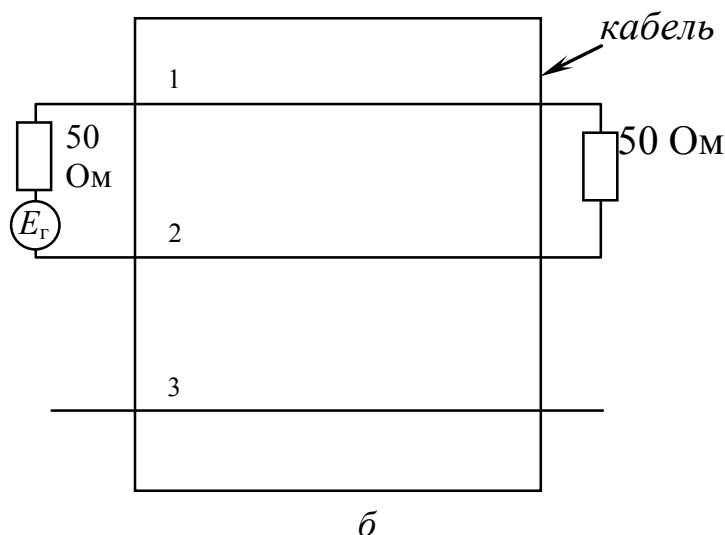
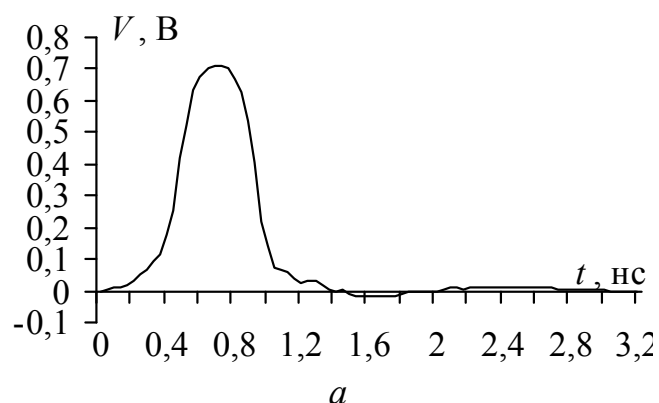
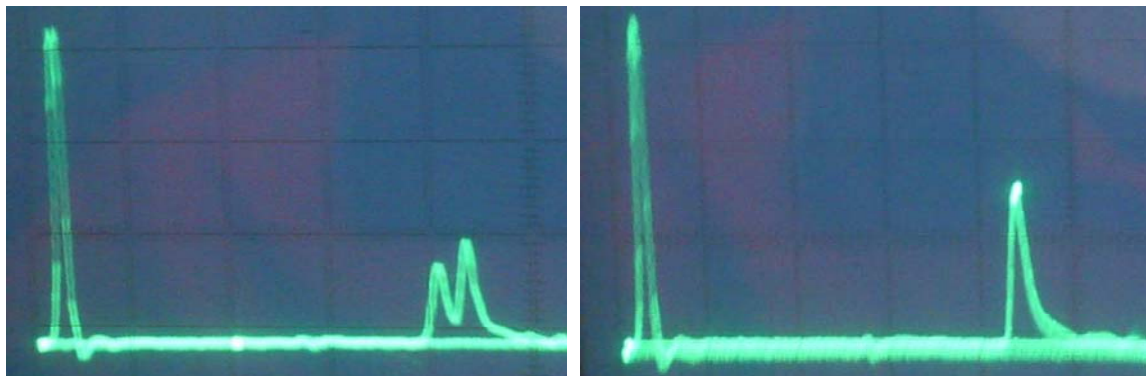


Рисунок 3.21 – Форма сигнала на выходе генератора (а) и схема соединения проводников кабеля при измерениях и моделировании (б)

Осциллограммы для круглого кабеля ПВСн $3 \times 2,5$ такой же длины представлены на рисунке 3.22,б. Амплитуда импульса в конце активного проводника уменьшилась из-за потерь до 348 мВ, но разложения нет. Таким образом, экспериментальные результаты подтверждают теоретические: в плоских кабелях возможно разложение импульса на два импульса меньшей амплитуды, а в круглых кабелях разложение не происходит.

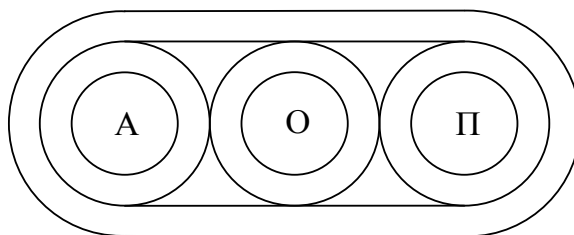
Во втором эксперименте использовался отрезок кабеля ПУГНП $3 \times 1,5$ длиной $l = 15$ м (рисунок 3.23,а). Между парой соседних проводников подавался такой же импульс, как в первом эксперименте (рисунок 3.23,б). (На концах пассивного проводника кабеля холостой ход.)



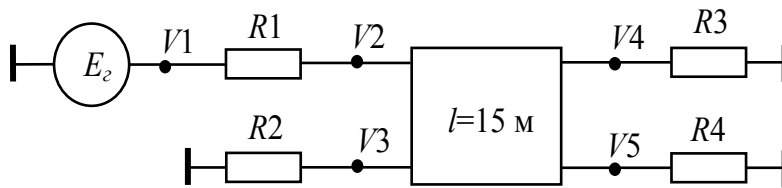
а

б

Рисунок 3.22 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) активного проводника плоского кабеля ПУГНП 3×4 (а) и круглого кабеля ПВСн $3 \times 2,5$ (б)



а



б

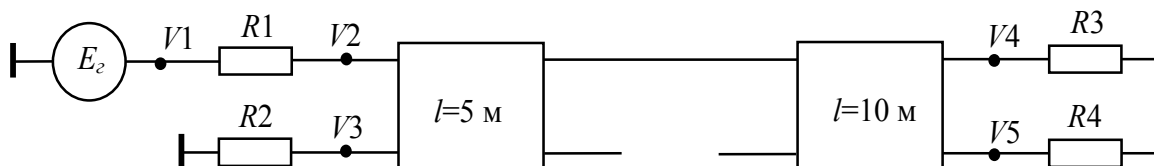


Рисунок 3.23 – Поперечное сечение кабеля ПУГНП $3 \times 1,5$ (а), принципиальная схема структуры без разрыва (б) и с разрывом (в) пассивного проводника

В результате импульс в конце кабеля разложился на два импульса с амплитудами 97 мВ и 100 мВ и разностью задержек мод (измеренной маркерами между пиками), равной 5,2 нс (рисунок 3.24,а). После этого на расстоянии $l_1 = 5$ м от источника воздействия был сделан разрыв в пассивном проводнике кабеля. В итоге получилась структура, состоящая из двух последовательно соединенных отрезков с длинами $l_1 = 5$ м и $l_2 = 10$ м (рисунок 3.23,в). (На концах и на стыке пассивного проводника холостой ход.) Полученная осциллограмма представлена на рисунке 3.24,б. В конце второго отрезка импульс разложился на 4 импульса с амплитудами 38,5; 61,6; 70; 92,2 мВ и разностями задержек 1,3; 1,7; 1,6 нс. Однако очень пологий спад каждого импульса, вызванный потерями и дисперсией на большой длине кабеля, привел к значительному слиянию импульсов с последовательным ростом их амплитуды. В различие амплитуд внесло свой вклад и рассогласование из-за холостого хода в пассивном проводнике. Таким образом, в плоских кабелях возможно последовательное разложение импульса на импульсы меньшей амплитуды.

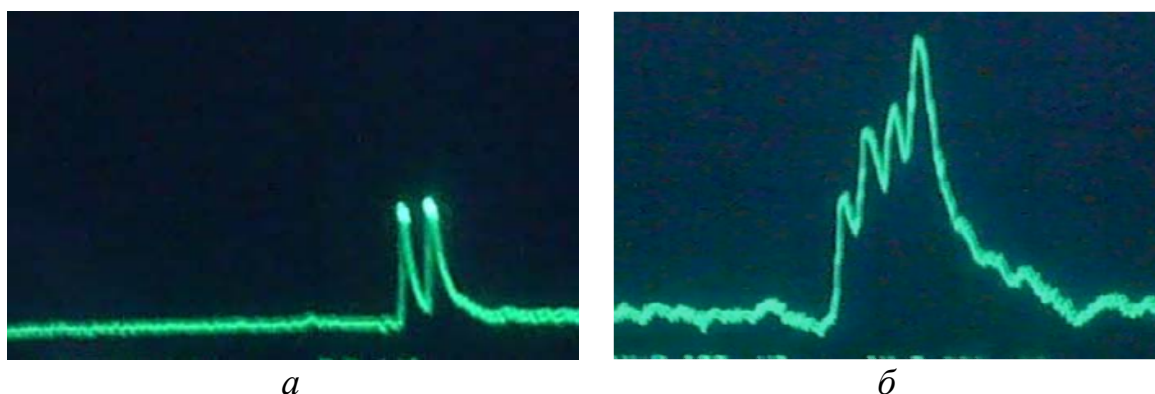


Рисунок 3.24 – Осциллограммы сигналов в конце активного проводника кабеля ПУГНП $3 \times 1,5$ без разрыва (а) и с разрывом (б) в пассивном проводнике

Проводился эксперимент при изменении граничных условий на концах пассивного проводника: холостой ход, короткое замыкание. Исследовались структуры без разрыва (см. рисунок 3.23,б) и с разрывом (см. рисунок 3.23,в) пассивного проводника. Воздействие подавалось между опорным и активным проводниками. Значения сопротивлений R_2 и R_4 изменялись: ХХ, КЗ. Параметры исходного импульса на нагрузке 50 Ом: $E_0 = 225$ мВ, $t_r = 280$ пс,

$t_f = 280$ пс, $t_d = 200$ пс. Измерения проводились с аттенюатором 20 дБ, а остальные – без аттенюатора. Фотографии формы и спектра исходного импульса приведены на рисунке 3.25. При измерениях горизонтальная развертка составляла 20 нс/дел., а вертикальная – 50 мВ/дел.

Рассмотрены 4 варианта: холостой ход на обоих концах пассивного проводника (ХХ–ХХ); короткое замыкание на опорный проводник на обоих концах пассивного проводника (КЗ–КЗ); короткое замыкание на ближнем конце и холостой ход на дальнем конце пассивного проводника (КЗ–ХХ); холостой ход на ближнем конце и короткое замыкание на дальнем конце пассивного проводника (ХХ–КЗ).

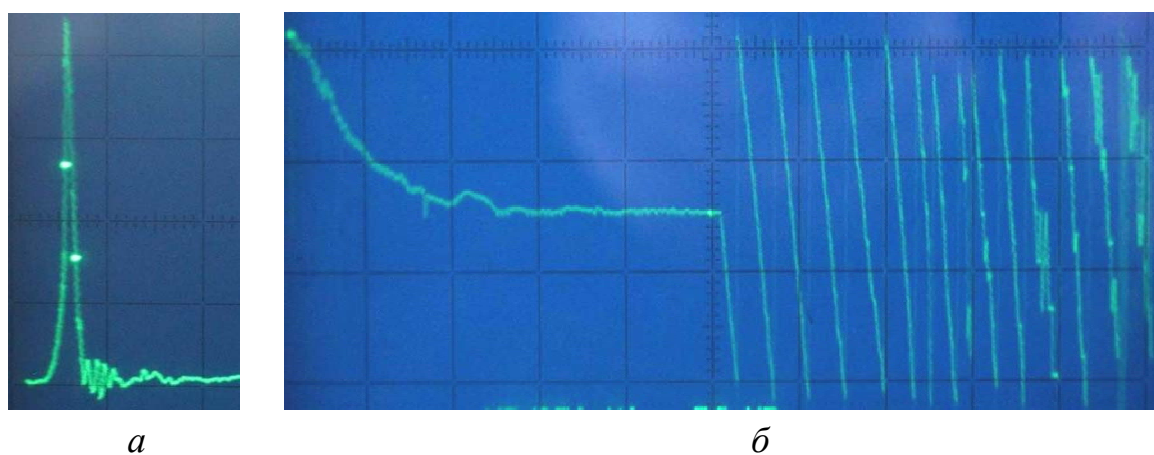


Рисунок 3.25 – Форма (а) и спектр (б) исходного импульса

Фотографии форм и спектров сигнала в конце активного проводника (V4) для структуры без разрыва приведены на рисунке 3.26, а с разрывом – на рисунке 3.27. Измеренные параметры сигнала в конце активного проводника (V4) сведены в таблицу 3.5.

Установлено, что время задержки самой быстрой моды (с учетом предела допускаемой погрешности 7,5 % для осциллографа С9-11) составляет $72 \pm 5,4$ нс, что соответствует погонной задержке τ_2 (см. таблицу 3.3), умноженной на длину структуры ($4,74$ нс/м \times 15 м = $71,1$ нс). Максимальная разница между вершинами импульсов выходного сигнала (V4) для структуры без разрыва равна $4,8$ нс, а с разрывом – $5,2$ нс.

Из результатов эксперимента видно, что исходный сигнал при распространении в структуре без разрыва раскладывается на два импульса.

Таблица 3.5 – Параметры сигналов в конце активного проводника

Параметр сигнала	Структура без разрыва			
	XX-XX	КЗ-КЗ	КЗ-XX	XX-КЗ
Амплитуда 1, мВ	112	160	138	134
Амплитуда 2, мВ	133	93	107	120
Амплитуда 3, мВ	–	–	–	–
Амплитуда 4, мВ	–	–	–	–

Окончание таблицы 3.5

Параметр сигнала	Структура с разрывом			
	XX-XX	КЗ-КЗ	КЗ-XX	XX-КЗ
Амплитуда 1, мВ	45,5	69	57	57
Амплитуда 2, мВ	75,5	79,5	65,5	93,5
Амплитуда 3, мВ	75	80	84	75
Амплитуда 4, мВ	120	93	101	108

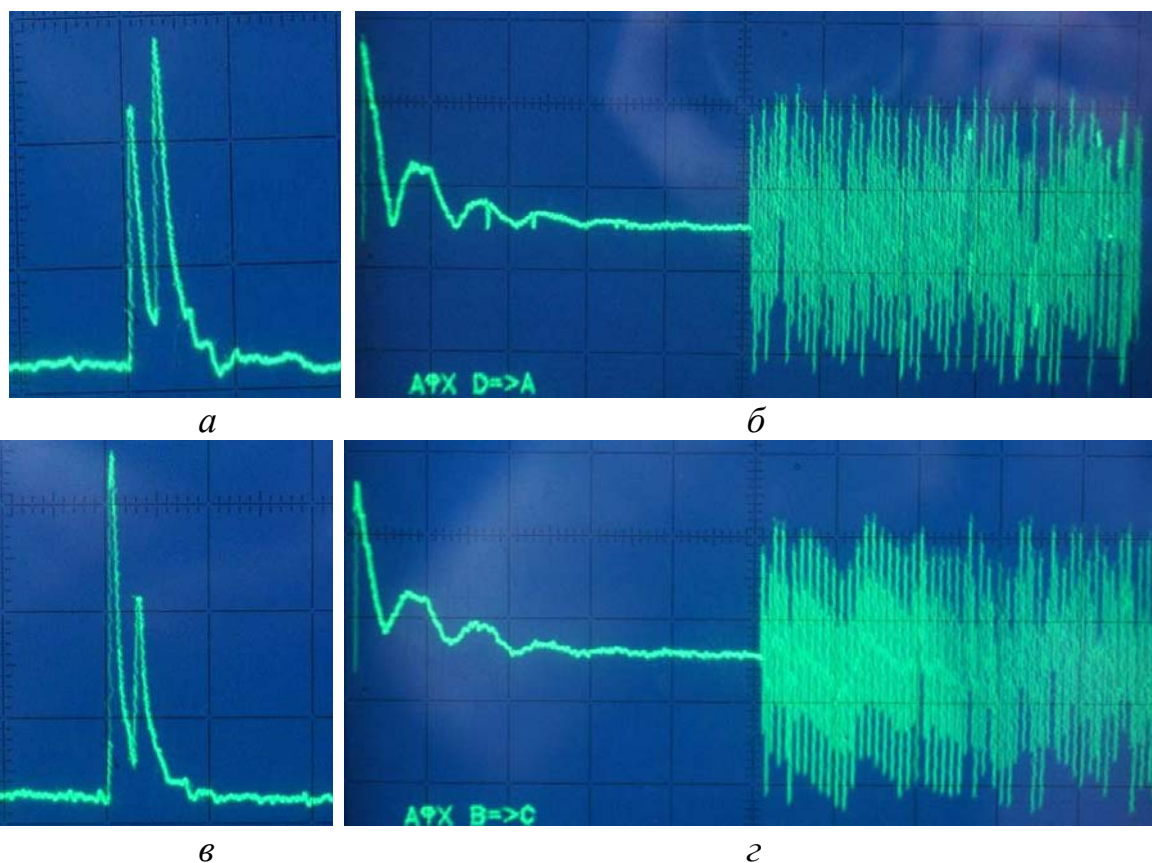


Рисунок 3.26 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры без разрыва: а, б – XX-XX; в, г – КЗ-КЗ (начало, окончание см. на с. 60)

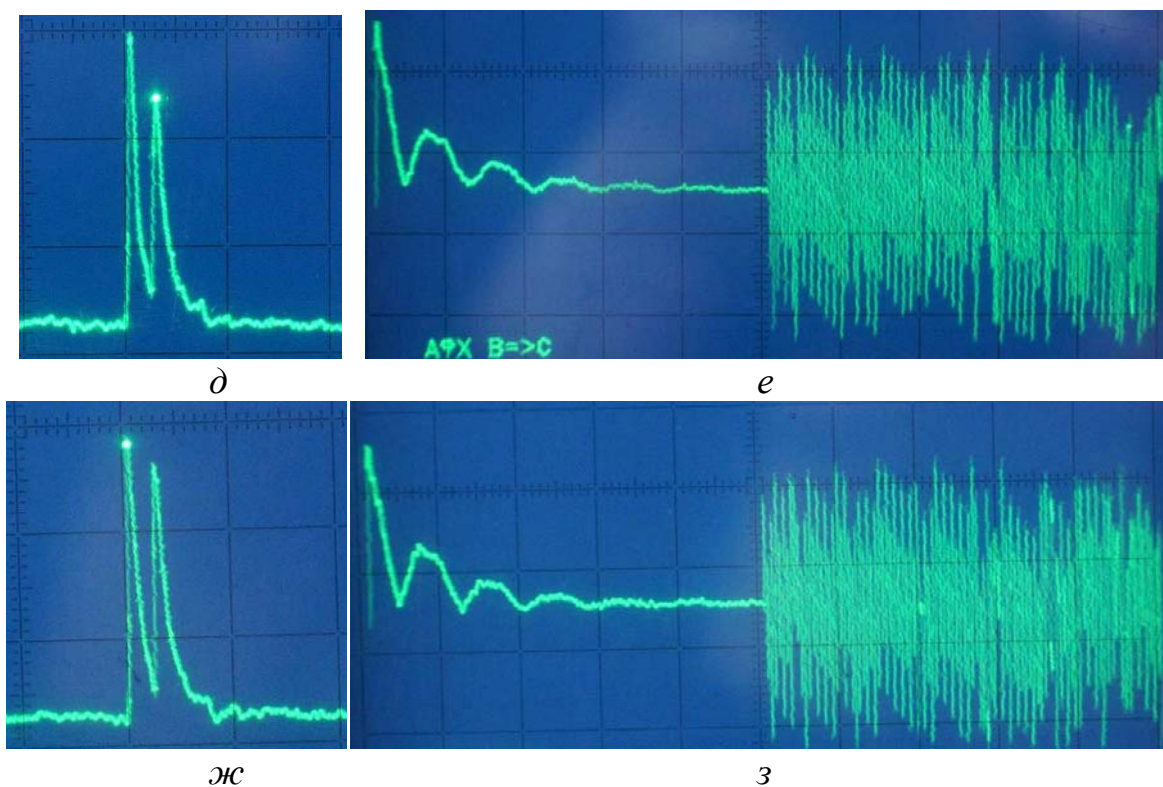


Рисунок 3.26 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры без разрыва: *а, б* – КЗ–ХХ; *в, г* – ХХ–КЗ (окончание, начало см. на с. 59)

Таким образом, подтверждается возможность разложения импульсного сигнала в плоских кабелях. При этом для варианта ХХ–ХХ амплитуда второго импульса больше, чем амплитуда первого, в 1,2 раза. При разрыве в пассивном проводнике количество импульсов увеличивается до четырех, но из-за влияния потерь и дисперсии они сливаются и максимальная амплитуда равна 120 мВ. Эти результаты подтверждают результаты моделирования. При варианте КЗ–КЗ по сравнению со случаем ХХ для структуры без разрыва амплитуда первого импульса (160 мВ) стала больше второго (93 мВ). Для структуры с разрывом максимальная амплитуда уменьшилась до 93 мВ и наблюдается выравнивание амплитуд импульсов. При варианте КЗ–ХХ, как и в случае ХХ–ХХ, амплитуда первого импульса больше, чем второго, однако значения различны для рассмотренных граничных условий. Для структуры с разрывом результаты измерений, позволяющие сравнение с результатами без разрыва, представлены в таблице 3.5. При варианте ХХ–КЗ видно, что происходит выравнивание амплитуд импульсов для структуры без разрыва, но первый импульс остается больше по амплитуде. Для структуры с разрывом происходит изменение

амплитуд сигнала. Таким образом, экспериментальные результаты подтверждают возможность реализации модальной фильтрации в плоских кабелях. Изменение граничных условий вдоль (разрыв провода) и на концах пассивного проводника приводит к изменению количества и величины амплитуд импульсов в конце активного проводника.

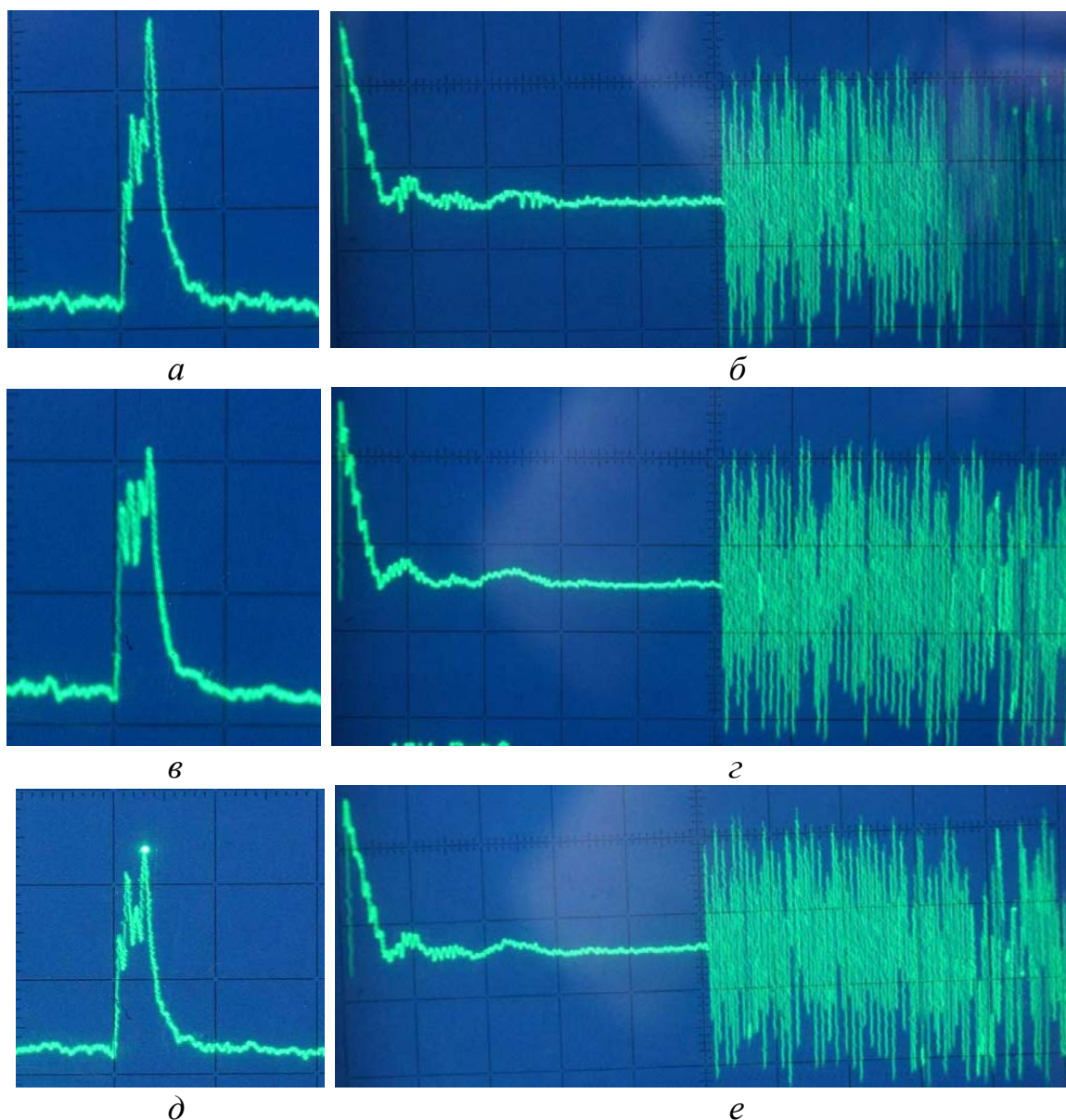


Рисунок 3.27 – Форма и спектр сигнала в конце активного проводника для структуры с разрывом: *a, б* – ХХ–ХХ; *в, г* – КЗ–КЗ; *д, е* – ХХ–КЗ

Из представленных результатов следует, что широко распространенные плоские силовые кабели, наряду с их основным назначением, можно использовать в качестве защиты от СКИ за счет их деления на импульсы меньшей амплитуды. Например, отрезок

кабеля ПУГНП 3×4 длиной 10 м, благодаря разности погонных задержек мод около 0,5 нс/м, поделит пополам импульс длительностью 5 нс, а при необходимости и на большее число более коротких импульсов. Такое устройство защиты может быть радиационно стойким, потому что не требует полупроводниковых приборов; дешевым, потому что, кроме кабеля, может содержать только резисторы; легким и надежным, так как вместо резисторов может использоваться даже соединение или разрыв жил кабеля.

Контрольные вопросы

1. На каком принципе основана технология модальной фильтрации?
2. Как называются устройства защиты, разработанные на основе технологии модальной фильтрации?
3. В чем заключается условие разложения импульсного сигнала в связанной линии?
4. Как определить амплитуду импульсов разложения при условии согласования всех мод?
5. Как вычислить коэффициент ослабления в одном отрезке связанной линии?
6. В какой структуре достигается равенство амплитуд импульсов разложения при равных значениях сопротивления R ?
7. В чем отличие структур с сильной и слабой связью?
8. Что дает использование зеркальной симметрии?
9. При каком расположении проводников в кабеле модальных искажений не будет?
10. Как влияет расположение пассивного и опорного проводников в плоском кабеле на сигнал в конце активного проводника?
11. Как влияют изменения граничных условий на концах активного и пассивного проводников на сигналы в конце активного проводника?

4. Технология модального разложения и последующего восстановления импульса

4.1. Модальное разложение и последующее восстановление импульса в печатных платах

В разводке электрических соединений аппаратуры могут быть структуры из n отрезков N -проводной линии. Рассмотрим возможность модального разложения и последующего восстановления импульса (РПВИ) на примере структуры из двух отрезков связанных микрополосковых линий из 2, 3, 4 проводников. Поперечное сечение структуры для $N = 4$ показано на рисунке 2.1. При моделировании отклика (рисунки 4.1, 4.2) параметры двух отрезков выбирались разными, но при условии, что их максимальные разности погонных задержек приблизительно равны: отрезок 1 без диэлектрического слоя ($h_2/w = 0$), а отрезок 2 с покрывающим диэлектрическим слоем (толщиной $h_2/w = 0,65$ для $N = 2, 3, 4$). Проводник 1 отрезка 1 возбуждается генератором импульса э.д.с. в форме трапеции с $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d = 200$ пс. Видно, что исходный импульс может разлагаться на стыке двух отрезков на N импульсов гораздо меньшей амплитуды и восстанавливаться в конце отрезка 2. Кроме того, различие волновых сопротивлений каждой моды на стыке отрезков приводит к отражениям каждой моды от стыка, которые изменяют амплитуды импульсов на стыке и приходят к началу структуры. Поэтому после стыка импульсы каждой моды идут в линию с измененной амплитудой. Они в свою очередь испытывают отражения от нагрузки, что также влияет на амплитуду восстановленного сигнала. Отметим, что для полного разложения импульса необходимо, чтобы его длительность была меньше разности задержек мод первого отрезка, а для наиболее полного восстановления требуется одновременный приход мод к концу второго. Длины отрезков для результатов, представленных на рисунке 4.1, выбирались именно из этих условий.

Частотный отклик на гармоническое воздействие (см. рисунок 4.2) показывает, что на частоте 1,21 ГГц амплитуда 4,5 В (V_1) в начале отрезка 1 снижается до 0,012 В (V_3) на стыке между отрезками 1 и 2 и восстанавливается в конце отрезка 2 опять до

4,5 В (V_5). Таким образом, при гармоническом воздействии можно достичь ослабления сигнала на стыке в 40 раз.

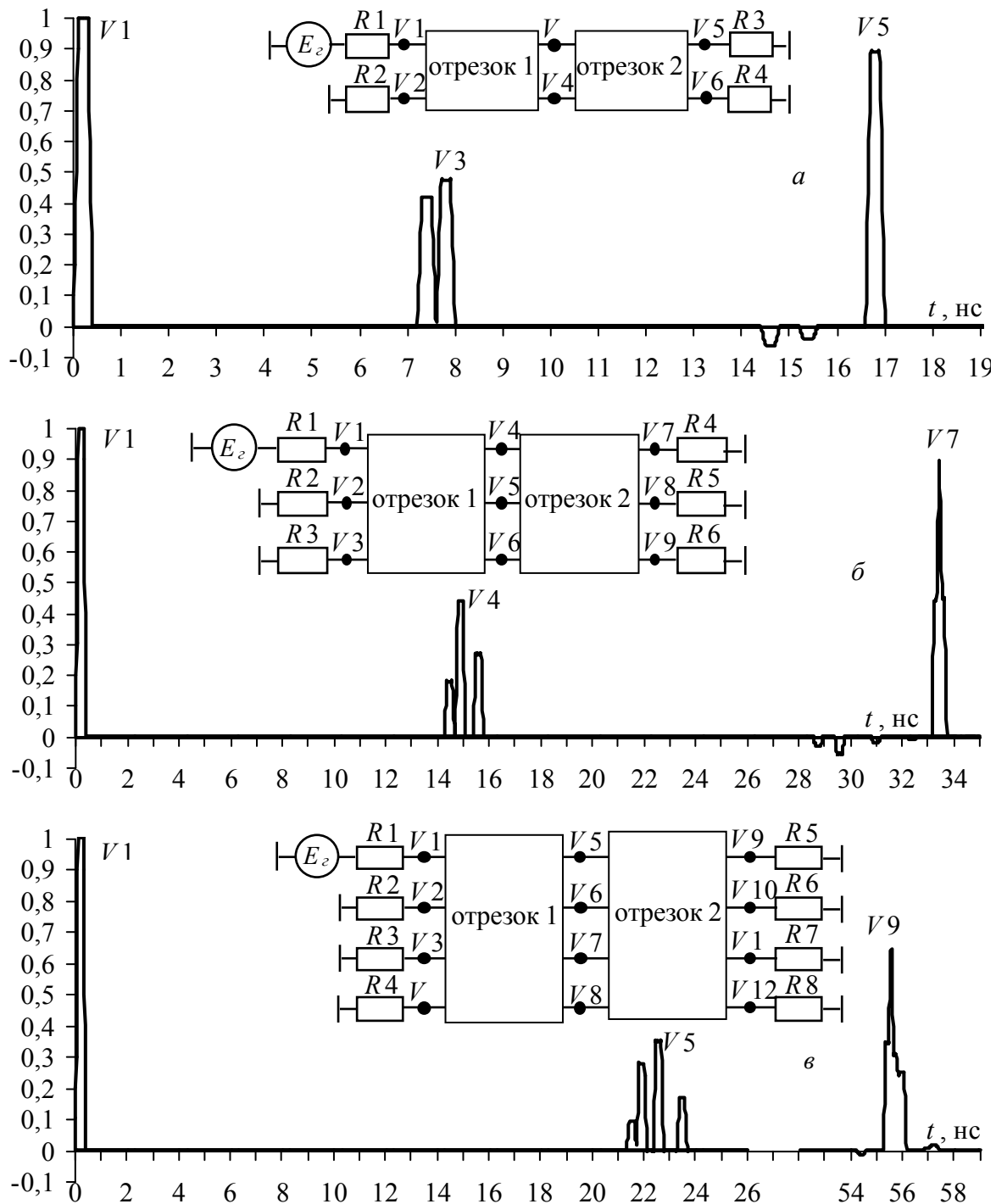


Рисунок 4.1 – Структура и формы напряжения для $N=2$ (а), 3 (б), 4 (в)

Если на стыке отрезков между сигнальным и общим проводниками включен защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определенного напряжения на нем, то напряжение в начале структуры (почти в 2 раза большее при импульсном воз-

действии, почти в 40 раз большее при гармоническом воздействии) может оказаться на нагрузке в конце структуры, а защитный прибор не сработает.

Таким образом, есть основание полагать, что указанное явление разложения и восстановления импульса может иметь место в реальных структурах и быть одной из причин отсутствия срабатывания защитных приборов. Кроме того, если злоумышленнику известны параметры отрезка 2 и он контролирует параметры отрезка 1, то он может организовать кондуктивную преднамеренную электромагнитную помеху. Поэтому важно сформулировать условия восстановления импульса.

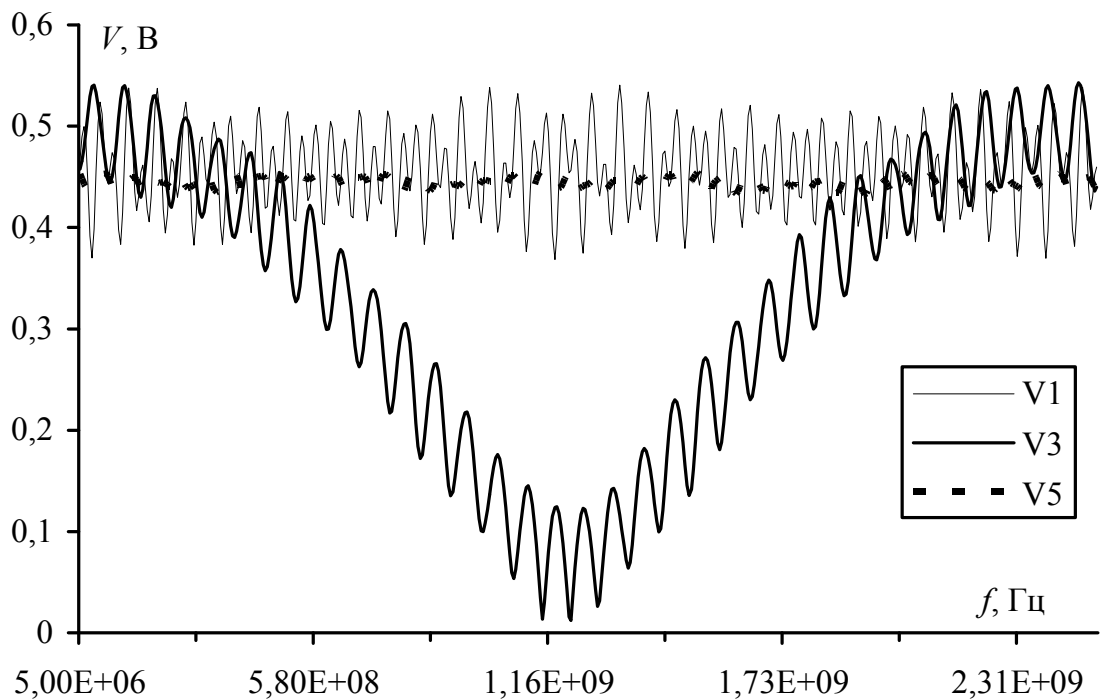


Рисунок 4.2 – Частотный отклик: разложение и восстановление импульса на примере микрополосковой линии для $N=2$

В общем случае для n отрезков N -проводных межсоединений длиной l_j восстановление будет наиболее эффективным при одновременном приходе всех мод к концу структуры, т.е. при условии

$$\sum_{j=1}^n l_j \tau_{1j} = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \tau_{Nj}, \quad (4.1)$$

где τ_{ij} – погонная задержка i -й моды j -го отрезка.

Отметим, что при моделировании длина отрезка 1 выбиралась из условия полного разложения импульса, а длина отрезка 2 – по наиболее полному восстановлению импульса в конце структуры. Подстановка длин и погонных задержек мод отрезков в условие (4.1) (таблица 4.1) и сопоставление результатов с рисунком 4.1 показывает, что, чем строже выполняется условие (4.1), тем полнее восстанавливается импульс.

Таблица 4.1 – Проверка выполнения условия (4.1)

$N=2$ ($l_1=1,5$ м, $l_2=1,5$ м)		$N=3$ ($l_1=3$ м, $l_2=3$ м)		
$l_1\tau_{11}+l_2\tau_{12}$	$l_1\tau_{21}+l_2\tau_{22}$	$l_1\tau_{11}+l_2\tau_{12}$	$l_1\tau_{21}+l_2\tau_{22}$	$l_1\tau_{31}+l_2\tau_{32}$
16,67 нс	16,67 нс	33,14 нс	32,22 нс	34,45 нс

Окончание таблицы 4.1

$N=4$ ($l_1=4,5$ м, $l_2=5,45$ м)			
$l_1\tau_{11}+l_2\tau_{12}$	$l_1\tau_{21}+l_2\tau_{22}$	$l_1\tau_{31}+l_2\tau_{32}$	$l_1\tau_{41}+l_2\tau_{42}$
56,98 нс	54,16 нс	56,87 нс	54,30 нс

4.2. Модальное разложение и последующее восстановление сигнала в кабелях

Рассмотрим возможность модального РПВИ на примере плоского кабеля (см. рисунок 3.14,б) при двух вариантах выбора опорного проводника: проводник 2 и проводник 3. Вычислены погонные задержки мод плоского кабеля с реальными размерами для диапазона значений относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r,2} = 1; 1,25; \dots; 10,75$ оболочки кабеля при изоляции проводников с $\epsilon_{r,1}=2$. Результаты вычисления показали, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от $\epsilon_{r,2}$ меняет знак, проходя через нуль (рисунок 4.3).

Рассмотрим такую же, как на рисунке 4.1,а, структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля, изображенного на рисунке 3.14,б. Пусть параметры импульса $t_r = t_f = 50$ пс, $t_d = 0$. Предположим, что для отрезка 2 $\epsilon_{r,2} = 3$ (ПВХ пластикат). Тогда

при $\varepsilon_{r2} = 7$ для отрезка 1 из условий разложения (3.1) и восстановления (4.1) импульса получим $l_1 = 0,86$ м и $l_2 = 0,86$ м.

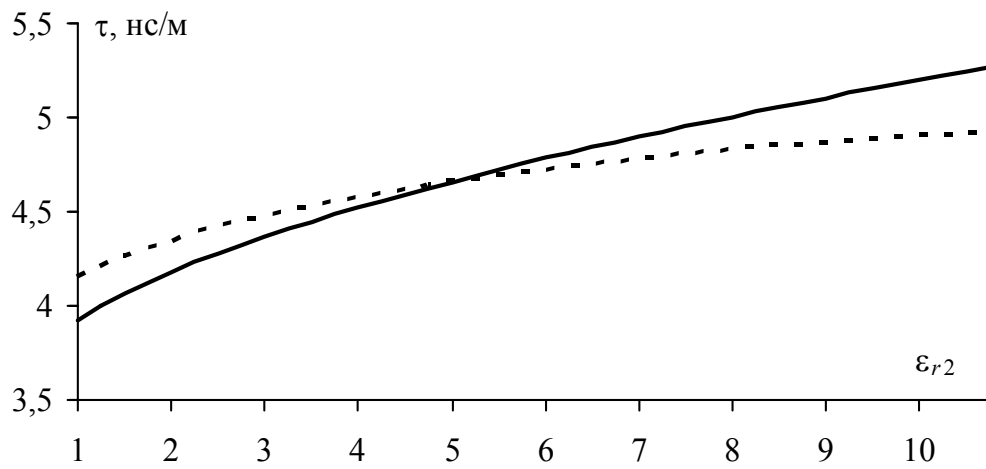


Рисунок 4.3 – Зависимости погонных задержек мод от диэлектрической проницаемости оболочки кабеля: τ_1 (—); τ_2 (---)

Результаты моделирования отклика для варианта 1 (проводник 2 опорный), когда импульс подается на проводник 1, показаны на рисунке 4.4. Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры – полное восстановление.

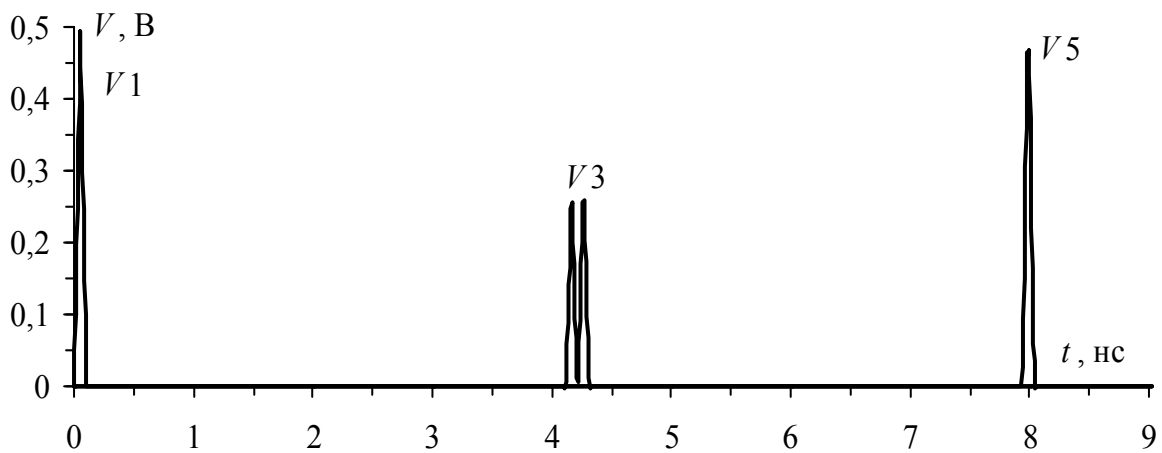


Рисунок 4.4 – Формы напряжений на активном проводнике 1 для варианта 1 (проводник 2 опорный)

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рисунок 4.5); активен проводник 1 (рисунок 4.6).

Из рисунка 4.5 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рисунке 4.6 разложение вовсе не происходит. В подобных структурах амплитуды импульсов разложения зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, а также от согласования на концах и стыках структуры и от расположения активного, пассивного и опорного проводников. Таким образом, в плоских кабелях возможно разложение и последующее восстановление импульса.

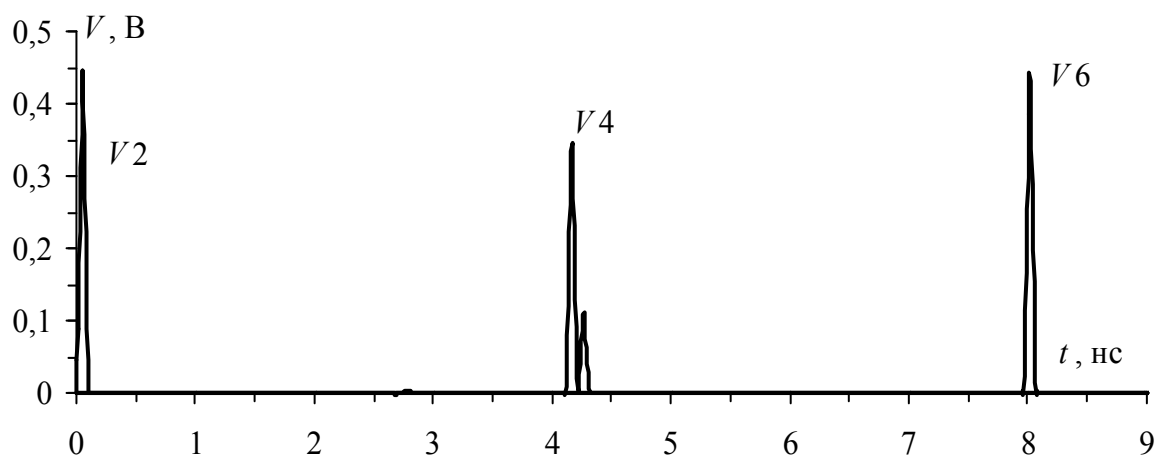


Рисунок 4.5 – Формы напряжения на активном проводнике 2 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

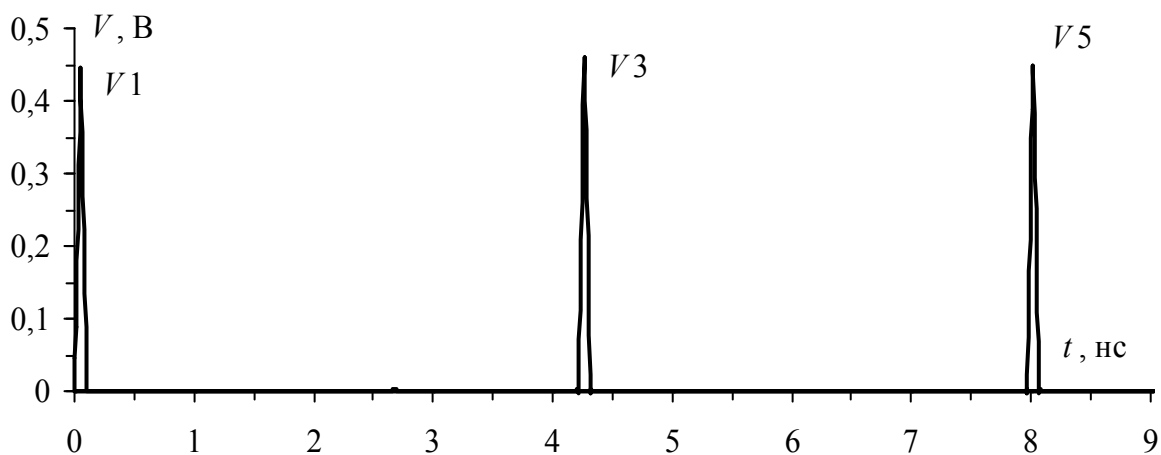


Рисунок 4.6 – Формы напряжения на активном проводнике 1 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

Экспериментальное подтверждение возможности модального разложения и последующего восстановления сигнала в кабелях. Для эксперимента использовались осциллограф С9-11,

векторный импульсный измеритель характеристик цепей P4-И-01, осциллограф Tektronix 11801B и генератор импульсов AFG 3101.

Рассматривался плоский трехпроводной кабель марки ШВВП $3 \times 0,75$ длиной 19,95 м и С9-11. Импульсный сигнал треугольной формы ($E_0 = 690$ мВ, $t_r = 290,5$ пс, $t_f = 290,5$ пс, $t_d = 0$ нс) подавался между крайним и средним проводниками кабеля. Осциллограммы напряжений в начале и конце активного проводника кабеля представлены на рисунке 4.7,а. Как видно, сигнал в конце активного проводника разложился на два импульса с амплитудами 68 мВ и 89,4 мВ, а разность задержек составляет 6 нс (рисунок 4.7,б). Затем часть кабеля постепенно погружали в воду, наблюдая явление, когда два исходных импульса сближаются и сливаются в один импульс с максимальной амплитудой 131 мВ (рисунок 4.7,в). В итоге получилась структура из трех отрезков (средний в воде) с длинами (начиная от источника воздействия) $l_1 = 14,24$ м, $l_2 = 3,33$ м, $l_3 = 2,38$ м.

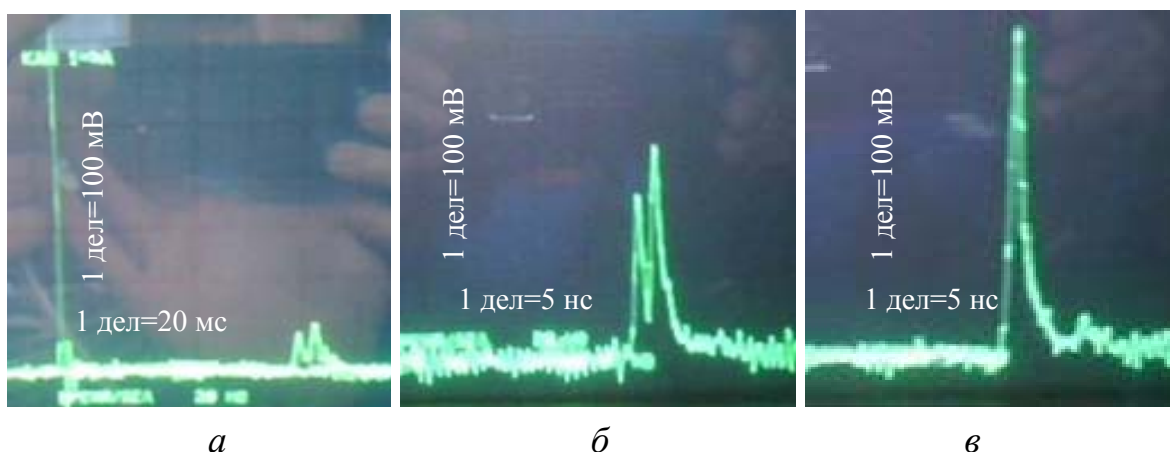


Рисунок 4.7 – Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и конце (импульс справа) активного проводника ШВВП $3 \times 0,75$ (а); импульсы разложения (б) и восстановленный (в)

Выполнено компьютерное моделирование эксперимента при $\epsilon_{r2} = 3$, $r_0 = 2,5$ Ом/м, $R_A = 5$ Ом/м (рисунок 4.8). Сравнение разложенных импульсов (рисунок 4.8,а) в эксперименте с результатами компьютерного моделирования показало, что при моделировании Δt больше, влияние потерь на уменьшение амплитуды выражено меньше и в эксперименте импульсы имеют гораздо большее время спада.

На рисунке 4.8,б представлено сравнение восстановленного сигнала в эксперименте с результатами компьютерного моделирования. При моделировании влияние потерь выражено меньше, импульс имеет большую плоскую вершину и задержку, чем в эксперименте.

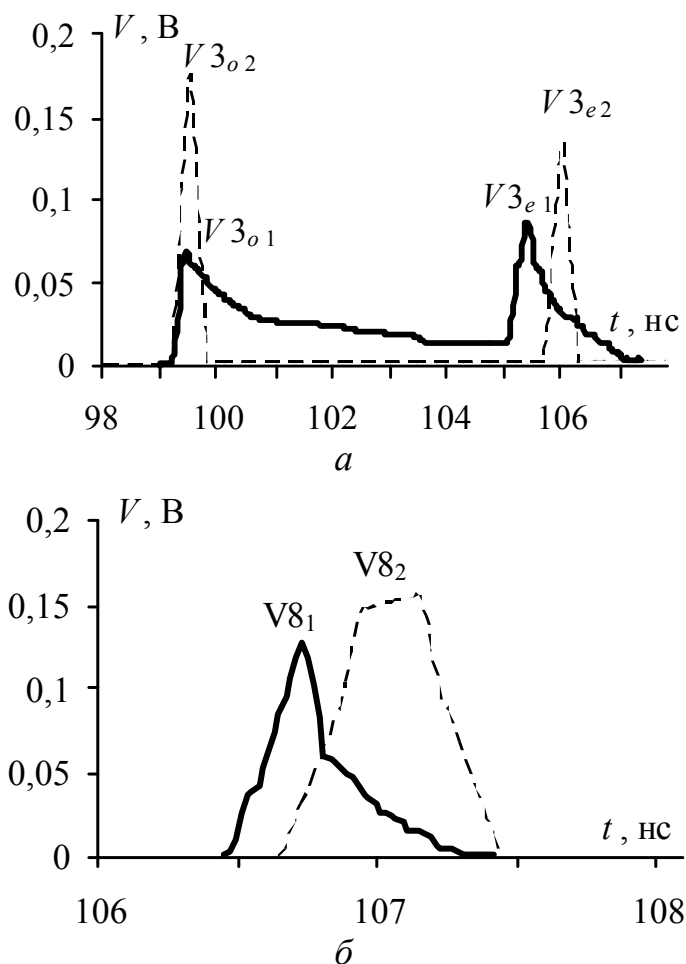


Рисунок 4.8 – Форма разложенного (а) и восстановленного (б) сигналов: эксперимент (—); моделирование (- -)

Для количественного сравнения результатов моделирования и первого эксперимента составлена сводная таблица 4.2. Максимальное отклонение по амплитудам разложенных импульсов достигает 45 %. Причинами могут быть неточное соответствие реальным использованным при моделировании значений r_0 , $\text{tg } \delta$, ϵ_r и их частотные зависимости. Тем не менее, можно говорить о согласованности и удовлетворительном совпадении результатов моделирования и эксперимента.

Таблица 4.2 – Параметры импульсов в первом эксперименте

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	Мод – Эксп
				Мод + Эксп, %
4.8, <i>a</i>	$\Delta\tau$, нс/м	6	6,6	$\pm 4,7$
	V_{3o} , В	0,068	0,18	± 45
	V_{3e} , В	0,0894	0,13	$\pm 18,5$
4.8, <i>б</i>	V_8 , В	0,131	0,154	± 8
	τ , нс/м	106,47	106,7	$\pm 0,1$

Во втором эксперименте выполнено исследование плоского трехпроводного кабеля марки ШВВП $3 \times 0,75$ длиной 201 м и Р4-И-01. Импульсный сигнал ($E_0 = 5$ В, $t_{0,5} = 10$ нс) также подавался между крайним и средним проводниками кабеля. На рисунке 4.9 представлено сравнение сигналов в эксперименте и при моделировании до и после погружения 30 м и 140 м кабеля в воду. До погружения кабеля в воду к концу активного проводника приходят два импульса, каждый со своей задержкой, соответствующей нечетной и четной модам (при этом задержка нечетной моды меньше, чем четной), однако из-за потерь и дисперсии они сливаются так, что в эксперименте едва различимы. При моделировании влияние потерь и дисперсии выражено меньше, поэтому импульсы более выражены и лучше различимы. При погружении кабеля в воду обе задержки увеличиваются, но задержка четной моды увеличивается меньше, чем нечетной. Когда они сравнялись, импульс восстановился, но из-за сильных потерь в воде его амплитуда в эксперименте лишь чуть превысила прежнюю.

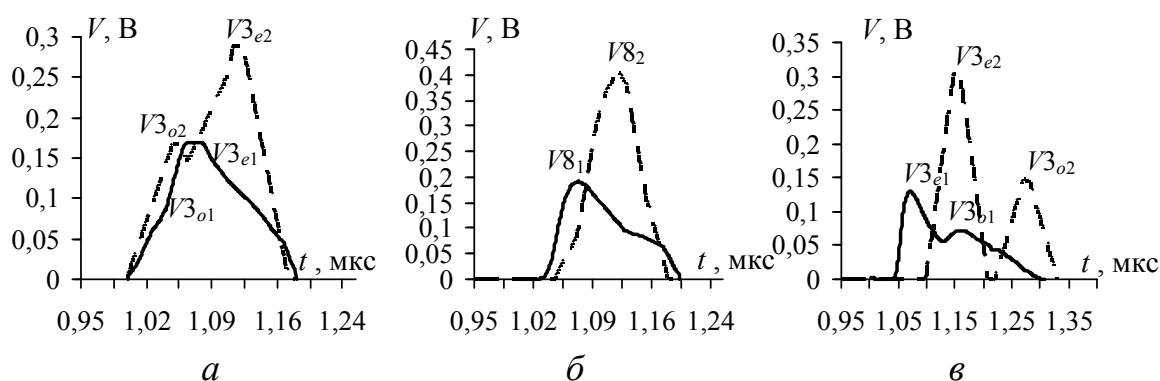


Рисунок 4.9 – Формы сигналов в конце активного проводника кабеля до погружения в воду (*a*), после погружения 30 м кабеля в воду (*б*) и после погружения 140 м кабеля в воду (*в*): эксперимент (—); моделирование (---)

При моделировании влияние потерь выражено меньше, поэтому амплитуда гораздо больше. Последующее погружение кабеля в воду привело к тому, что задержка нечетной моды в эксперименте стала больше, чем четной, из-за чего импульс снова разложился.

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента представлена сводная таблица 4.3. Максимальное отклонение по задержкам составляет 18 %, а по амплитудам – 39 %. Причины таких больших значений могут быть те же, что и в предыдущем эксперименте, а также большая длина линии (201 м).

Таблица 4.3 – Параметры импульсов во втором эксперименте

Рисунок	Параметры	Эксперимент	Моделирование	$\frac{\text{Мод} - \text{Эксп}}{\text{Мод} + \text{Эксп}}, \%$
4.9,а	$V_{3_o}, \text{ В}$	0,07	0,16	± 39
	$V_{3_e}, \text{ В}$	0,17	0,28	± 24
	$\Delta\tau, \text{ мкс/м}$	0,07	0,1	± 18
4.9,б	$V_8, \text{ В}$	0,19	0,4	± 35
	$\tau, \text{ мкс/м}$	1,03	1,05	± 2
4.9,в	$V_{3_e}, \text{ В}$	0,12	0,31	± 44
	$V_{3_o}, \text{ В}$	0,07	0,15	± 36
	$\Delta\tau, \text{ мкс/м}$	-0,09	-0,12	± 14

Таким образом, результаты экспериментов и моделирования подтверждают возможность РПВИ в плоских трехпроводных структурах при частичном погружении их в воду. При импульсе длительностью порядка 1 нс РПВИ имеет место в структуре длиной около 20 м, а порядка 10 нс – около 200 м. Примечательно значительное влияние потерь и дисперсии на разложение импульса при погружении в воду.

Далее рассмотрим результаты эксперимента, показывающие возможность РПВИ в трехпроводном соединении только за счет изменения расположения проводников, когда значение диэлектрической проницаемости не изменяется. При выполнении эксперимента использовались осциллограф Tektronix 11801В и генератор импульсов AFG 3101. Воздействие подавалось между активным и опорным проводниками на одном конце структуры, а напряжение измерялось на другом между активным и опорным, а также между пассивным и опорным проводниками. Входное воздействие пред-

ставляло собой короткий импульс: длительность (0,1–0,9) фронта $t_r = 200$ пс, длительность (0,1–0,9) спада $t_f = 200$ пс, длительность (0,5–0,5) импульса $t_{\Sigma} = 500$ пс, амплитуда напряжения на нагрузке $V = 27$ В. Сначала рассматривалась структура из одного отрезка линии передачи длиной $l_1 = 2$ м, образованной тремя одножильными проводниками марки ПВ 1×0,75 (рисунок 4.10,а).

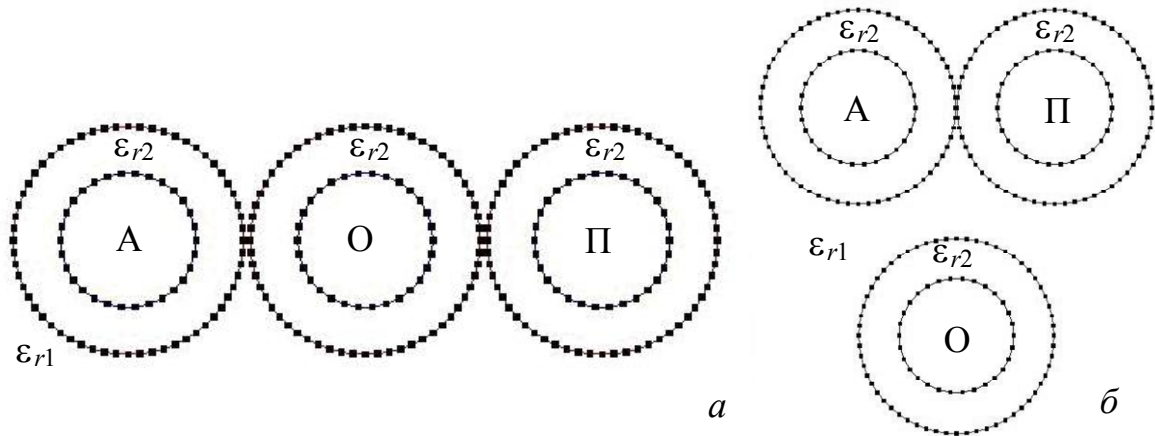


Рисунок 4.10 – Поперечные сечения отрезка из проводников ПВ 1×0,75

Сравнение результатов моделирования и эксперимента приведено на рисунке 4.11, где по данным эксперимента отчетливо видно частичное модальное разложение импульса в активном проводнике. При моделировании Δt больше, чем в эксперименте, поэтому разложение полное. Разность задержек четной и нечетной мод имеет положительный знак, поскольку нечетная мода распространяется в линии быстрее четной, что подтверждается результатами на рисунке 4.11,б.

Для РПВИ необходимо, чтобы один отрезок структуры был относительно другого модальным антиподом (то есть имел обратный знак разности задержек мод). Этого можно добиться, изменив расположение проводников исходной структуры. Поперечное сечение структуры из тех же проводников с опорным ниже активного и пассивного представлено на рисунке 4.10,б. Результаты моделирования и эксперимента для отрезка длиной $l_1 = 1,5$ м показаны на рисунке 4.12.

Видно, что нечетная мода (имеющая отрицательную полярность в пассивном проводнике) распространяется в линии медленнее четной, поэтому разность задержек четной и нечетной мод

отрицательна. Следовательно, структура на рисунке 4.10,б является антиподом структуры на рисунке 4.10,а.

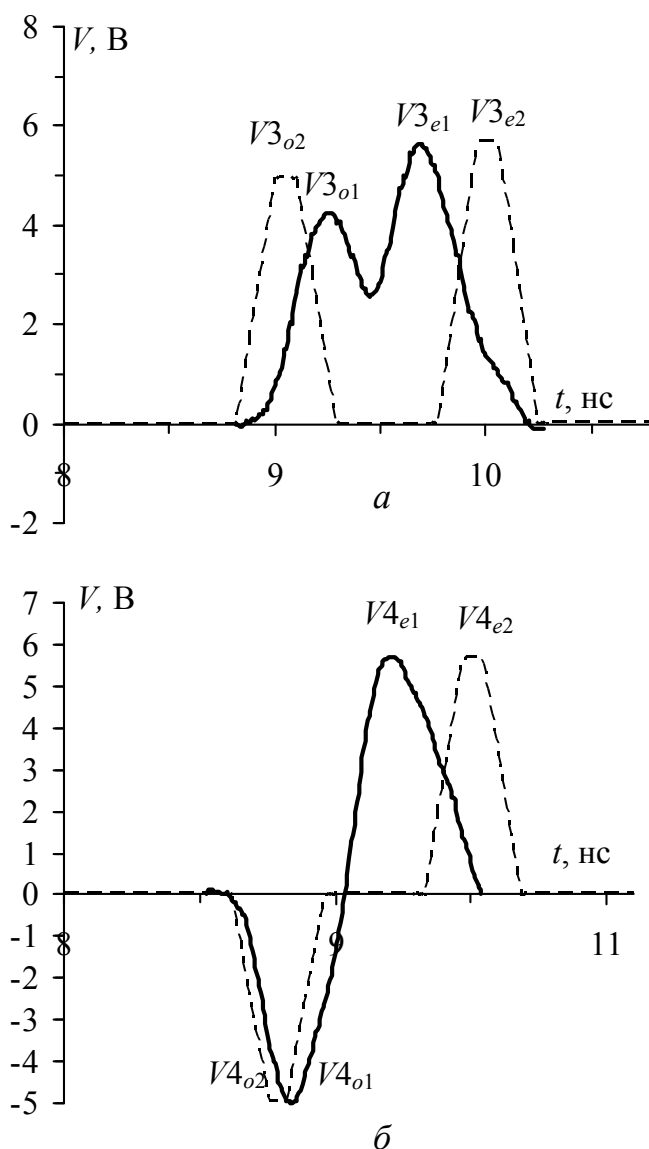


Рисунок 4.11 – Формы сигналов в конце активного (а) и пассивного (б) проводников для структуры на рисунке 4.10,а: эксперимент (—); моделирование (---)

Для реализации РПВИ необходимо соединить отрезки, как показано на рисунке 4.1,а. Результаты моделирования и эксперимента для структуры из двух отрезков представлены на рисунке 4.13.

Их сравнение показывает незначительные отклонения в амплитудах импульсов и задержках сигналов по времени. Для сравнения результатов моделирования и эксперимента составлена сводная таблица 4.4.

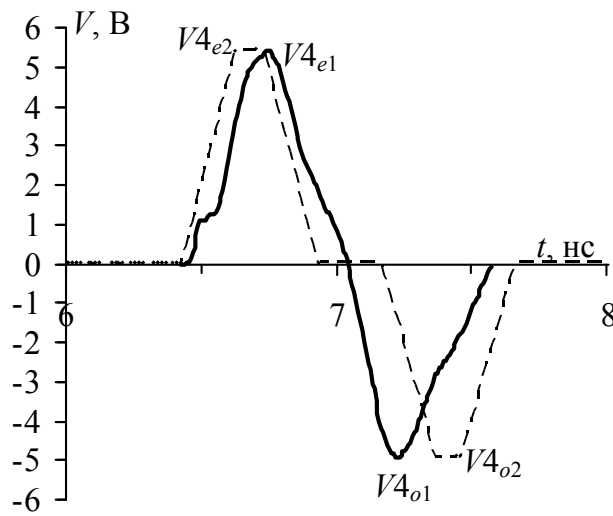
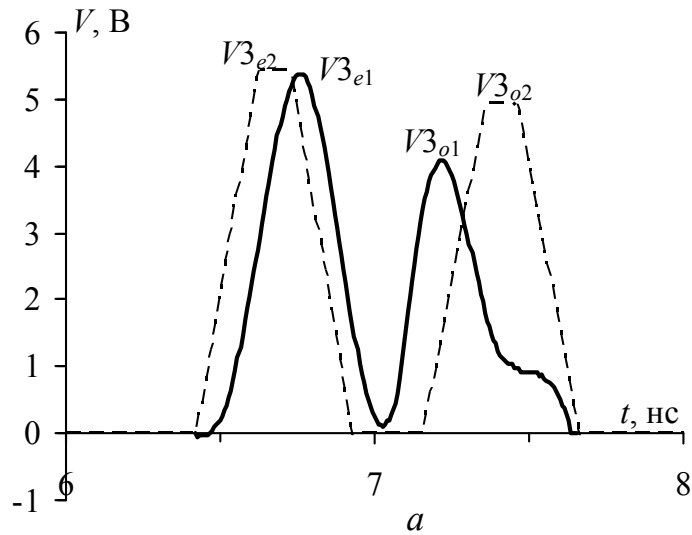


Рисунок 4.12 – Формы сигналов в конце активного (а) и пассивного (б) проводников для структуры на рисунке 4.10,б: эксперимент (—); моделирование (- -)

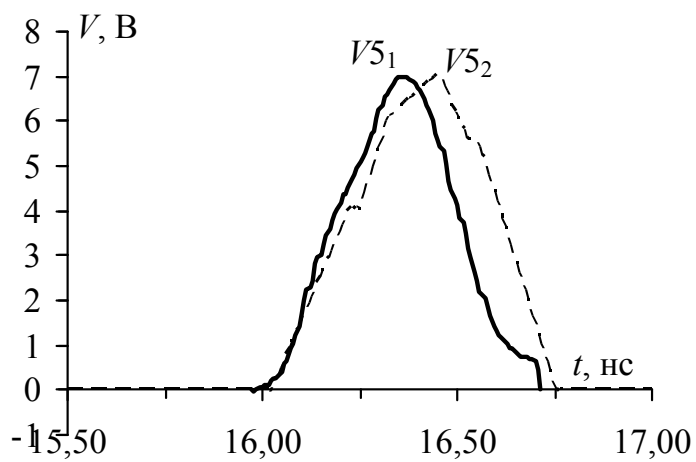


Рисунок 4.13 – Формы сигналов в конце активного проводника структуры из двух отрезков-антиподов: эксперимент (—); моделирование (- -)

Таблица 4.4 – Параметры импульсов в третьем эксперименте

Рисунок	Параметр	Эксперимент	Моделирование	$\frac{\text{Мод} - \text{Эксп}}{\text{Мод} + \text{Эксп}}, \%$
4.11,а	$V_{3o}, \text{ В}$	4,23	4,94	$\pm 7,7$
	$V_{3e}, \text{ В}$	5,57	5,67	$\pm 0,9$
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	0,75	1,03	$\pm 15,7$
4.11,б	$V_{4o}, \text{ В}$	-4,99	-4,94	$\pm 0,5$
	$V_{4e}, \text{ В}$	5,67	5,67	± 0
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	0,61	1,04	± 26
4.12,а	$V_{3e}, \text{ В}$	5,37	5,42	$\pm 0,5$
	$V_{3o}, \text{ В}$	4,1	4,92	± 9
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	-0,59	-0,72	$\pm 8,5$
4.12,б	$V_{4e}, \text{ В}$	5,39	5,43	$\pm 0,4$
	$V_{4o}, \text{ В}$	-4,91	-4,91	± 0
	$\Delta\tau, \text{ нс/м}$	-0,59	-0,73	$\pm 10,6$
4.13	$V_5, \text{ В}$	6,99	7,01	$\pm 0,2$
	$\tau, \text{ нс/м}$	16	16,03	$\pm 0,1$

Максимальное отклонение по задержкам составляет 26 %, а по амплитудам – 9 %. Причиной отклонений может быть изменение расстояния между активным, пассивным и опорным проводниками вдоль рассматриваемых структур. Кроме того, изменение расстояния от опорного проводника до активного и пассивного приводит к значительному изменению задержки сигнала.

Результаты эксперимента подтверждают возможность РПВИ в трехпроводных структурах просто за счет перемещения проводников. При импульсе длительностью порядка 0,5 нс РПВИ имеет место в кабеле длиной около 3 м. Примечательно, что из-за преобладания воздушного заполнения влияние потерь и дисперсии на разложение импульса незначительно.

Результаты экспериментальных исследований позволяют сделать следующие выводы.

1. При импульсах наносекундного и пикосекундного диапазонов явление РПВИ может существовать в трехпроводных структурах длиной в сотни и единицы метров.

2. Погружение части трехпроводной структуры в среду с высокой диэлектрической проницаемостью делает эту часть модальным антиподом оставшейся структуры. Вариант с водой в качестве такой среды (имеющей относительную диэлектрическую

проницаемость 80 в жидком состоянии и 4 в замороженном) может иметь практическое применение.

3. Перемещение проводника в части трехпроводной структуры делает эту часть модальным антиподом оставшейся структуры. Использование такого перемещения может иметь практическое применение.

4. Явление РПВИ может иметь место непреднамеренно (в протяженных структурах из проводов, кабелей, шнуров и жгутов), поэтому в критичной аппаратуре необходим его контроль. Оно может использоваться и преднамеренно: для нарушения работы или испытаний критичной аппаратуры.

5. Потери и дисперсия значительно влияют на форму импульсного сигнала. Это требует соответствующего учета частотной зависимости параметров материалов при компьютерном моделировании. Между тем в структурах с преобладанием воздушного заполнения такое влияние может быть незначительным.

Суть опасности явления РПВИ заключается в том, что до защитного прибора (ЗП), включенного между сигнальным и общим проводниками, опасный импульс может разложиться в линии передачи на импульсы меньшей амплитуды из-за различия скоростей распространения мод (рисунок 4.14). Тогда напряжение на ЗП будет ниже порога его срабатывания и он не выполнит свою функцию.

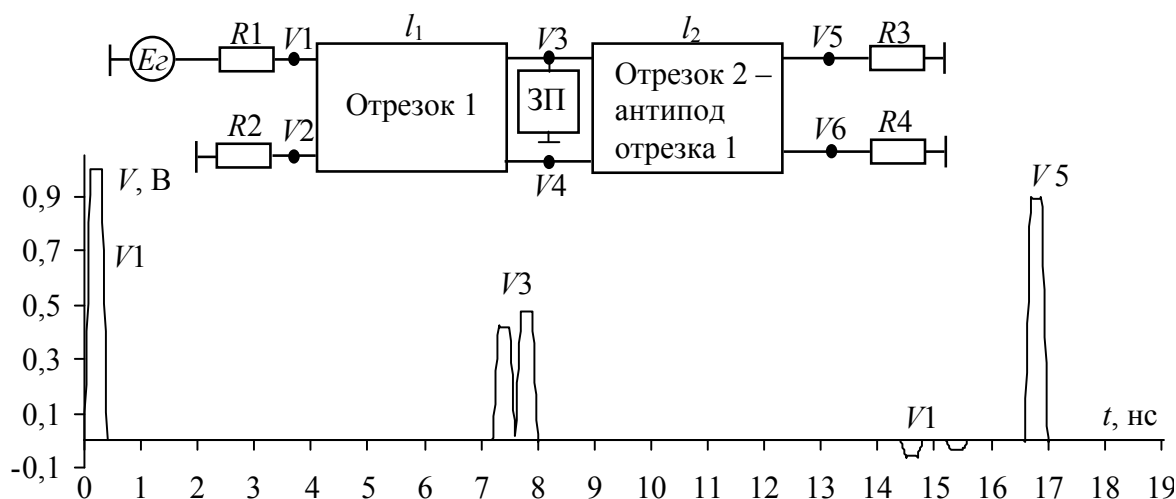


Рисунок 4.14 – Эквивалентная схема и формы напряжений при явлении РПВИ (отрезок 1 и отрезок 2 – отрезки двухпроводных линий передачи с длинами l_1 , l_2 ; V_1 – V_6 – напряжения импульсного сигнала на концах отрезков)

В отрезке 2 произойдет восстановление импульсов в исходный из-за одновременного прихода мод к концу отрезка. При опасном гармоническом воздействии сигнал на стыке может снизиться до нуля, а в конце – восстановиться до исходного уровня. Можно выделить 4 варианта реализации модальных антиподов: изменение значения диэлектрической проницаемости окружающей среды; увеличение толщины диэлектрического слоя; заполнение диэлектриком внутренних полостей; изменение расположения проводников.

Контрольные вопросы

1. При каком условии может наблюдаться восстановление импульсного сигнала в конце активного проводника в структуре из n отрезков N -проводных межсоединений?
2. Как влияет выбор опорного проводника в плоском кабеле на явление разложения и восстановления?
3. Как влияет изменение расположения проводников на возможность РПВИ в трехпроводном соединении?
4. Что понимается под модальным антиподом?
5. Почему защитный прибор, установленный на стыке двух отрезков-антиподов, может не сработать?

5. Устройства для помехозащиты радиоэлектронной аппаратуры

5.1. Модальный фильтр с боковой связью

Общие подходы к проектированию. Рассмотрим общие подходы к проектированию печатного МФ для защиты сетевого порта 100 Мбит/с. Упрощенная (для отрезка без потерь и дисперсии) оценка разности задержек мод МФ сводится к следующему. Амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохода по фильтру не должна быть ниже заданного уровня, например 0,707 (ниже на 3 дБ) относительно уровня на входе фильтра. Поскольку сигнал в МФ разлагается на 2 сигнала (четной и нечетной мод) за счет их сдвига во времени, то сумма двух сигналов, сдвинутых на половину периода, приведет к полному исчезновению сигнала, а сдвинутых на четверть – к уменьшению до уровня 0,707. Таким образом, для МФ с заданной верхней частотой полезного сигнала критичны длительности половины и четверти периода.

Оценка максимальной разности задержек мод в линии МФ без учета потерь и дисперсии для 100 Мбит/с составляет 2,5 нс. При этом амплитуда верхней частоты спектра полезного сигнала (100 МГц) после его прохождения по МФ будет меньше на 3 дБ относительно уровня на входе МФ.

Выбор структуры поперечного сечения модального фильтра. Для разработки МФ необходимо выбрать структуры поперечных сечений связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением, обладающие эффектом модального разложения из-за различия погонных задержек мод.

В качестве связанных линий использовались: микрополосковая структура (рисунок 5.1,а), структуры с расположением печатных проводников на двух сторонах (рисунок 5.1,б) и на одной стороне (рисунок 5.1,в) диэлектрической подложки, а также структура с лицевой связью (рисунок 5.1,г). Диэлектрическим материалом выбран стеклотекстолит ($\epsilon_r = 5$), исходя из таких критериев, как широкое применение (фольгированный стеклотекстолит для изготовления печатных плат) и дешевизна. Использование

диэлектрика с высоким значением ϵ_r позволяет получить бóльшую разность задержек мод в линии и тем самым сократить длину МФ. Однако такие диэлектрики довольно дороги и процесс изготовления МФ с их применением технологически сложнее и дороже.

Выбор стеклотекстолита в качестве диэлектрического материала задает номинальные толщины поперечного сечения структур (определяемые как сумма толщины подложки и двух толщин фольги) $H = 0,25; 0,5; 1; 1,5; 2$ мм. При этом за основные толщины фольги взяты широко распространенные значения $t = 35, 50, 70$ и 105 мкм. Остальные параметры определялись, исходя из результатов оптимизации поперечного сечения исследуемых структур.

Для модального разложения важно максимизировать разность погонных задержек мод в линиях. С помощью оптимизации генетическими алгоритмами в системе TALGAT получена структура (см. рисунок 5.1,б) с оптимальными параметрами: $s = 0,4$ мм, $w = w_1 = d = 0,3$ мм (параметры s и w подбирались в процессе оптимизации из заданных диапазонов значений), $h = 0,29$ мм, $t = 105$ мкм (параметры h и t имели значения реальных толщин для фольгированного стеклотекстолита и задавались вручную в качестве постоянных параметров).

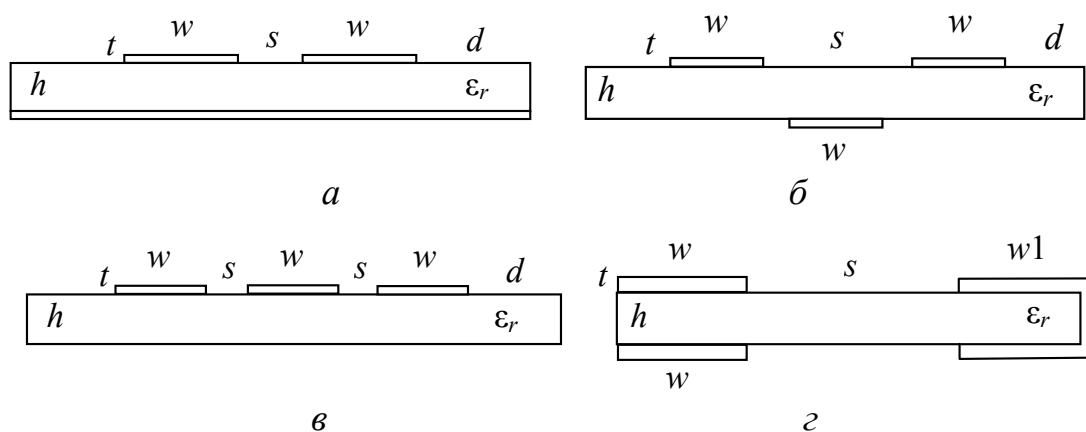


Рисунок 5.1 – Поперечные сечения структур исследуемых связанных линий

Исследуемая структура обладает волновым сопротивлением, близким к 100 Ом (условие, задаваемое при оптимизации), и максимальным значением разности погонных задержек мод (разность задержек мод при $d \rightarrow 0$ несколько больше, но с практической

точки зрения МФ с таким поперечным сечением трудно реализовать). Структуры на рисунке 5.1,*а* и рисунке 5.1,*в* дают меньшую (приблизительно в 2,5–3 раза) разность задержек, что требует увеличения (в 2,5–3 раза) длины связанных линий, а значит, и габаритов МФ. Структура на рисунке 5.1,*г* может обладать разностью погонных задержек в 3 раза большей, чем на рисунке 5.1,*б*, но МФ (именно с такими значениями поперечного сечения и длины линии) на ее основе будет иметь неприемлемую частотную характеристику. Также при выборе параметров оптимальной структуры учтены технические ограничения (сила тока, пробивное напряжение, технологические размеры при изготовлении и т.д.).

Зависимость характеристик от параметров поперечного сечения. В качестве основного компонента МФ использовалась структура из печатных проводников, расположенных с двух сторон подложки из широко применяемого стеклотекстолита (см. рисунок 5.1,*б*). Данная структура исследована для стандартных толщин материала марки СТФ $H = 0,25; 0,5; 1; 1,5; 2$ мм (где $H = h + 2t$) и его фольги $t = 35; 50; 70; 105$ мкм при расстоянии между верхними проводниками $s = 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$ мм. Ширина проводников w менялась в диапазоне от 0,2 до 2,5 мм. В системе TALGAT построено поперечное сечение структуры, определены ее матрицы \mathbf{L} , \mathbf{C} , \mathbf{Z} , а из них – зависимости волнового сопротивления $Z = (Z_e Z_o)^{1/2}$ и амплитуд импульсов разложения, а также абсолютной и относительной разностей погонных задержек мод от ширины проводников w . Построены 64 графика (по 16 для каждой характеристики), каждый из которых содержит 5 кривых. В качестве примера на рисунке 5.2 приведены графики зависимостей для значений $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм, обеспечивающих наилучшие параметры. Анализ всех графиков позволил сделать следующие выводы.

С увеличением ширины проводников структуры уменьшается ее волновое сопротивление. Наиболее резкий спад наблюдается при ширине проводников от 0,2 до 1,2 мм (рисунок 5.2,*а*). При этом с увеличением толщины диэлектрической подложки, как и расстояния между верхними проводниками, возрастает волновое сопротивление. Уменьшение толщины проводников ведет к снижению волнового сопротивления структуры. Волновое сопротив-

ление имеет довольно широкий диапазон значений, что делает данную структуру применимой для защиты многих видов РЭА.

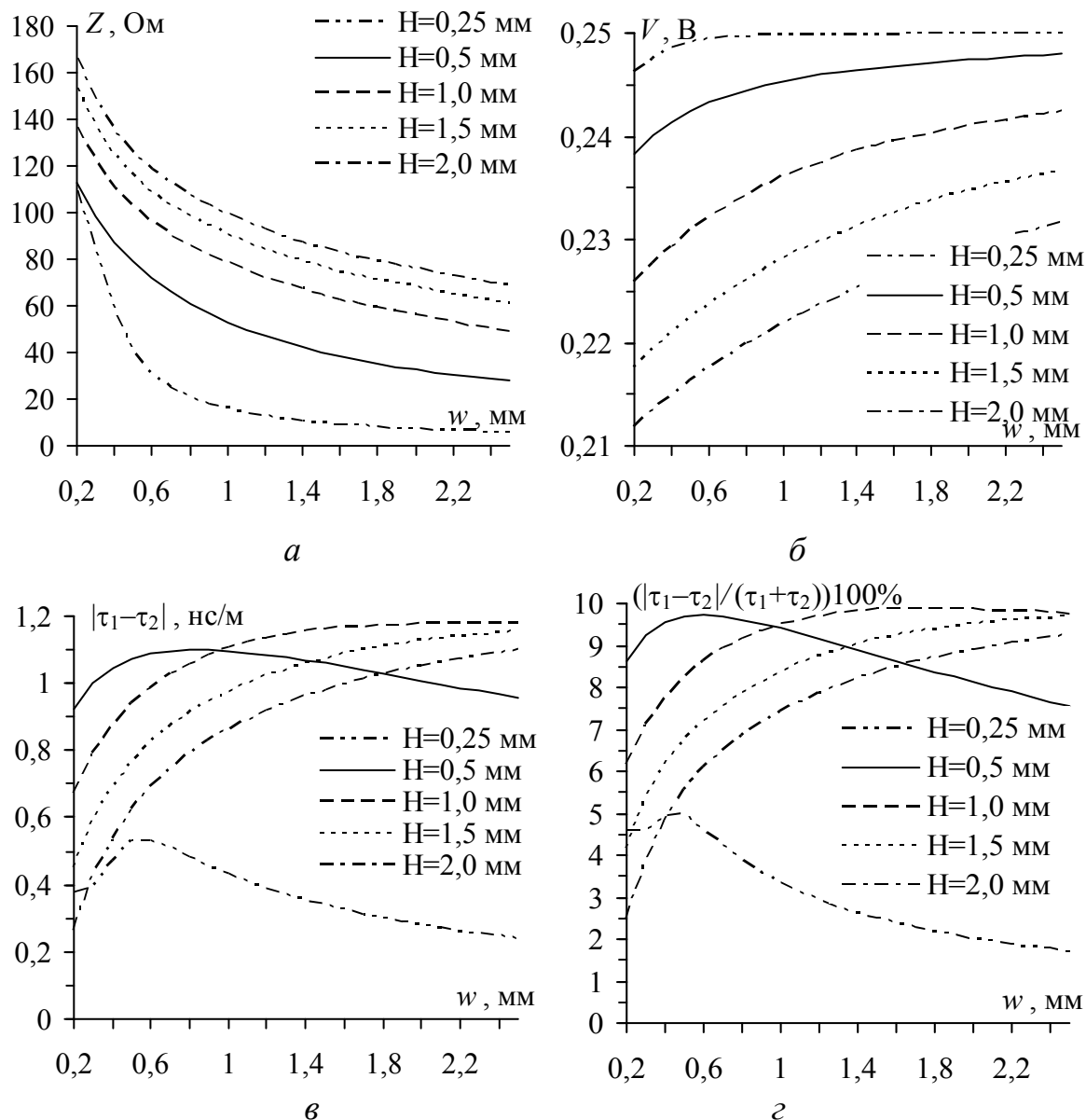


Рисунок 5.2 – Зависимости от ширины проводников w для $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм: a – волнового сопротивления структуры; $б$ – амплитуд импульсов разложения; $в$ – модуля разности погонных задержек мод; $г$ – относительной разности погонных задержек мод

Полученные значения амплитуд импульсов разложения при э.д.с. исходного импульса 1 В для всех исследуемых структур близки и составляют примерно 0,21–0,25 В (рисунок 5.2,б). С увеличением ширины проводников наблюдается незначительный рост амплитуды импульсов, т.е. амплитуда импульсов разложения

слабо зависит от параметров структуры, что положительно сказывается при подборе волнового сопротивления МФ. Значение модуля разности погонных задержек мод структуры слабо зависит от расстояния между проводниками. С увеличением толщины подложки кривая становится более полой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает максимума в области большой ширины проводников ($w = 2,0\text{--}2,4$ мм). При минимальной толщине подложки кривая имеет максимум в области $0,4\text{--}0,8$ мм в зависимости от толщины проводников (рисунок 5.2,з).

Этот максимум, а также резкое изменение поведения характеристики при уменьшении толщины диэлектрика (от 1 до 0,5 и 0,25 мм) весьма интересны для более детального изучения. Поэтому проведено исследование параметров печатного МФ в диапазоне толщин диэлектрического слоя от 0,25 до 1 мм.

В качестве примера на рисунке 5.3,а приведены зависимости модуля разности погонных задержек мод структуры от толщины диэлектрического слоя для значений $s = 0,4$ мм, $t = 105$ мкм, обеспечивающих наилучшие параметры. Из рисунка следует, что при увеличении толщины подложки кривая модуля разности погонных задержек мод структуры становится более полой, при этом она имеет возрастающий характер, т.е. достигает максимума в области больших значений ширины проводников ($w = 2,0\text{--}2,4$ мм).

При уменьшении толщины подложки кривая имеет все более ярко выраженный максимум, но его значение снижается в 2 раза. С увеличением ширины проводников максимальное значение модуля разности погонных задержек мод растет, кривая не изменяет свой характер, а максимум приходится на область $h = 0,55\text{--}0,60$ мм (рисунок 5.3,б). При увеличении расстояния между верхними проводниками кривая становится более полой, а максимум сдвигается в сторону больших значений толщины подложки и его значение уменьшается (рисунок 5.3,в).

Характер поведения относительного модуля разности задержек мод схож с поведением модуля разности задержек мод (см. рисунок 5.2,з). Увеличение именно относительного, а не только абсолютного значения может быть важным для контроля задержки, вносимой МФ.

Графические данные, полученные в ходе исследования, являются основой для разработки методики расчета МФ на стеклотекстолите.

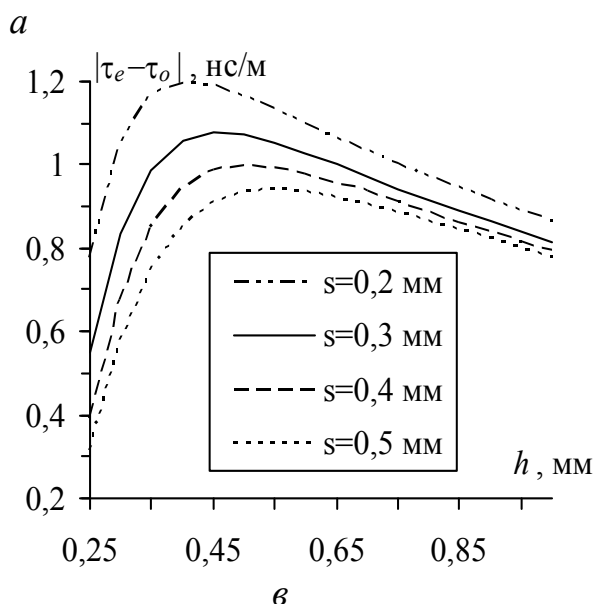
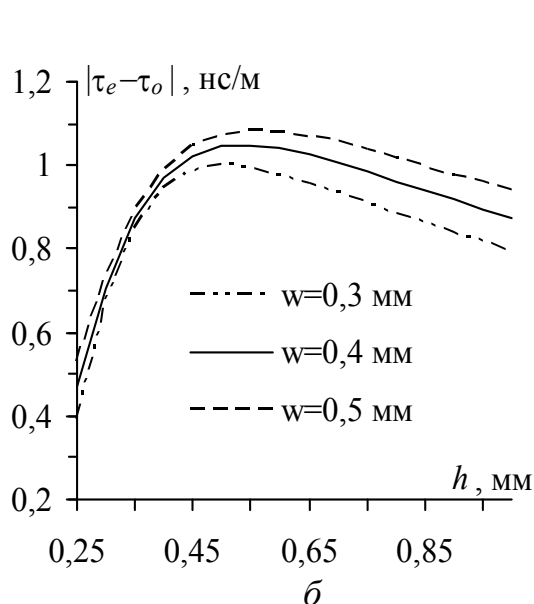
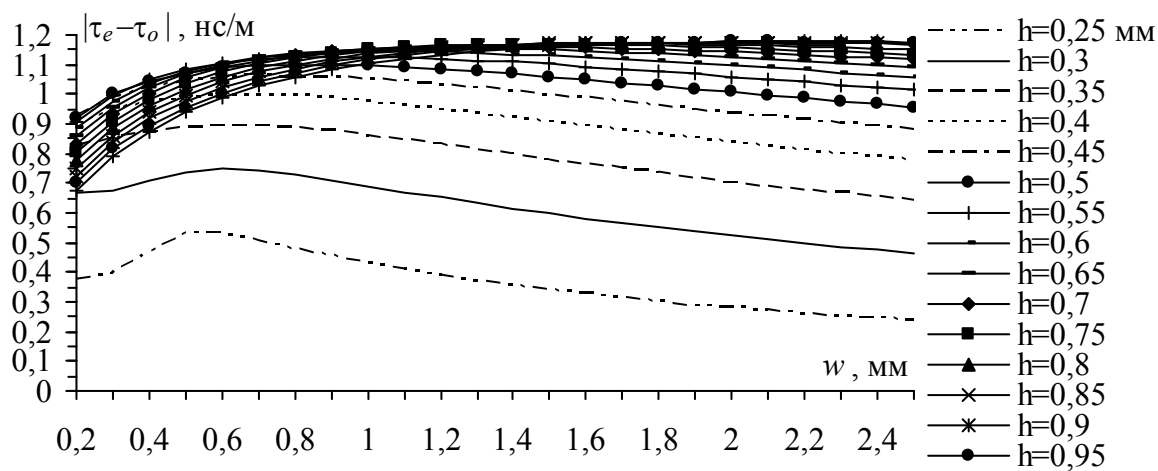


Рисунок 5.3 – Зависимости модуля разности задержек мод структуры (при $t=105$ мкм): *a* – от ширины проводников при $h=0,25-1$ мм; *б* – от толщины диэлектрического слоя для трех значений ширины проводников при $s=0,4$ мм; *в* – от толщины диэлектрического слоя для четырех значений расстояния между проводниками при $w=0,3$ мм

Например, из рисунка 5.2,*в* следует, что на стеклотекстолите с $H = 0,5$ мм волновое сопротивление 100 Ом будет обеспечено шириной проводника $w = 0,3$ мм. Тогда для этих параметров из рисунка 5.2,*г* следует, что амплитуды импульсов разложения будут равны 0,24 В (при амплитуде импульса на входе 0,5 В), а из рисунка 5.2,*в* – что разность погонных задержек равна 1 нс/м. Это

значит, что, например, на длине линии 1 м будет разлагаться импульс короче 1 нс (рисунок 5.2,2 полезен, если важно минимизировать вносимую задержку). Использование этой методики позволяет разработчику без собственных вычислений выполнить оценку параметров МФ при заданных ограничениях. Это значительно упрощает процесс расчета и сокращает затраты времени на проектирование.

5.2. Временные и частотные отклики модального фильтра с боковой связью

Временные отклики четырехкаскадного модального фильтра на различные входные воздействия. Представим результаты разложения в четырехкаскадном псевдосогласованном МФ (рисунок 5.4) импульсов трех видов (трапеция, гауссовский импульс и затухающая синусоида) с длительностями $t_{\text{имп}} = 30, 150$ и 350 пс (по уровню 0,5 от амплитуды напряжения 500 В в начале линии).

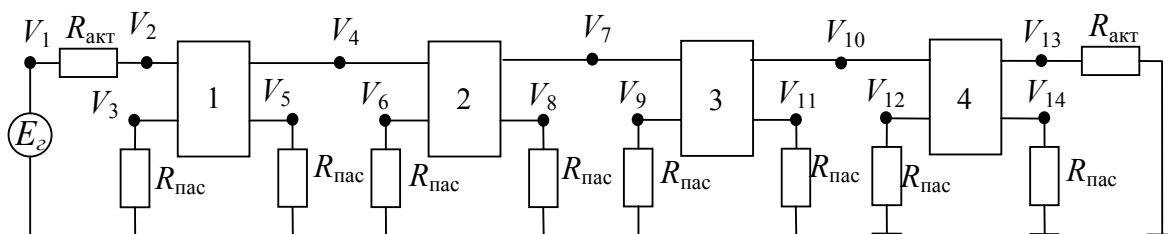


Рисунок 5.4 – Схема четырехкаскадного модального фильтра

В ходе исследования вычислены с учетом и без учета потерь сигналы в конце активного проводника (V_{13}), длина которого увеличивается покаскадно в 2 раза. Структура поперечного сечения линии представлена на рисунке 5.1,б. Параметры структуры: $w = w_1 = d = 0,4$ мм, $s = 0,4$ мм, $h = 0,29$ мм, $t = 105$ мкм, общая длина линии МФ 2,47 м. Вычисленные в системе TALGAT параметры (матрицы \mathbf{L} , \mathbf{C} , \mathbf{Z} , погонные задержки мод и их разность) для данной структуры приведены в таблице 5.1.

По данным таблицы 5.1 вычислены значения волновых сопротивлений мод и определены значения сопротивлений: $R = R_{\text{акт}} = R_{\text{пас}} = 98$ Ом. Потери в линии учитывались в матрицах \mathbf{R} ,

Г. При этом не учитывалась частотная зависимость диэлектрической проницаемости подложки. Матрица **G** вычислялась в процессе моделирования, элементы матрицы **R**: $R_{11} = R_{22} = 0,53210$ Ом/м, $R_{12} = R_{21} = 0,08035$ Ом/м, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0,025$.

Таблица 5.1 – Параметры исследуемой структуры

Матрицы				Задержки и их разность				
L , нГн/м		C , пФ/м		Z , Ом		τ_o , нс/м	τ_e , нс/м	$\Delta\tau$, нс/м
586	252	57,0	-15,2	104,76	36,81	5,92	4,91	1,01
252	586	-15,2	57,0	36,81	104,76			

Максимальные значения амплитуд импульсов разложения U_2 для различных воздействий, а также коэффициент ослабления U_1/U_2 (амплитуда напряжения в начале активной линии $U_1 = 500$ В) с учетом и без учета потерь в линии сведены в таблицу 5.2.

Таблица 5.2 – Максимальные амплитуды импульсов разложения и соответствующие им коэффициенты ослабления с учетом и без учета потерь

$t_{\text{имп}}$, пс	Импульс в виде трапеции				Гауссов импульс			
	без потерь		с потерями		без потерь		с потерями	
	U_2 , В	U_1/U_2	U_2 , В	U_1/U_2	U_2 , В	U_1/U_2	U_2 , В	U_1/U_2
30	28,00	17,86	4,55	109,89	28,00	17,86	4,60	108,69
150	28,00	17,86	22,00	22,72	29,00	17,24	23,00	21,74
350	59,50	8,40	52,00	9,61	63,00	7,94	55,00	9,09

Окончание таблицы 5.2

$t_{\text{имп}}$, пс	Затухающая синусоида			
	без потерь		с потерями	
	U_2 , В	U_1/U_2	U_2 , В	U_1/U_2
30	28,00	17,86	3,05	163,93
150	28,00	17,86	16,00	31,25
350	56,00	8,93	39,00	12,82

Из результатов анализа следует, что при делении затухающей синусоиды с длительностью положительного полупериода по

уровню 0,5 от амплитуды 30 пс, обладающей отрицательными значениями амплитуд полупериодов, получаются импульсы с длительностями, равными периоду синусоиды. С увеличением длительности до 150 пс и 350 пс отрицательные полупериоды компенсируются положительными полупериодами. Наблюдается отрицательное значение только у последнего импульса, где компенсации нет.

Когда происходит переход от длительности воздействий со 150 до 350 пс, наблюдается резкое увеличение амплитуд импульсов разложения. Это объясняется тем, что импульс в первом (самом коротком) отрезке с такой длительностью не делится, а проходит практически без изменения амплитуды во второй отрезок, где его амплитуда уменьшается вдвое, т.е. фильтр становится уже не четырех-, а трехкаскадным.

При малых длительностях импульсов учет потерь приводит к значительному росту коэффициента ослабления сигнала на выходе фильтра, при более длительных импульсах влияние потерь сказывается значительно меньше. Также следует отметить, что потери не только положительно влияют на затухание помехи, но и негативно сказываются на делении импульса за счет его размывания по времени.

Временные и частотные отклики семикаскадного модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника. Рассмотрим результаты исследования влияния рассогласования отрезков семикаскадного МФ на временной (V_{22} – напряжение на выходе МФ) и частотный (модуль напряжения на входе $|V_2|$ и выходе $|V_{22}|$ фильтра при гармоническом воздействии с э.д.с. амплитудой 1 В) отклики. Найдем длины отрезков МФ, которые дают приемлемую неравномерность (не более 3 дБ) частотного отклика структуры в диапазоне 0–100 МГц. Входное воздействие представляет собой гауссовский импульс с длительностью $t_{\text{имп}} = 30, 150$ и 350 пс по уровню 0,5 от амплитуды напряжения на входе МФ. Варианты исследуемых МФ (рисунок 5.5): ПС–ПС (псевдосогласованный вариант); ХХ–ХХ (вариант с резисторами на концах отрезков пассивной линии $R_{\text{пас}} = 1$ МОм), при этом длина первого каскада составляет 0,7 длины первого каскада при псевдосогласовании; ХХ–КЗ (на

ближнем конце каждого отрезка пассивной линии ХХ, а на дальнем $R_{\text{пас}} = 0,01$ Ом – короткое замыкание), причем длина первого отрезка 31,1 см, а второго – 44,5 см.

Лучшие характеристики позволяет получить МФ с резистивными нагрузками в пассивном проводнике (рисунок 5.5,а). Однако безрезистивные варианты снижают стоимость МФ не только за счет отсутствия компонентов в конструкции, но и за счет меньших затрат на изготовление (отсутствие контактных площадок под резисторы и сквозных металлизированных отверстий в варианте ХХ–ХХ (рисунок 5.5,б), чем и обусловлен выбор исследования данного варианта).

Кроме того, отсутствие резисторов положительно сказывается на надежности МФ и позволяет избежать трудоемкого анализа для расчета мощностей резисторов. Выбор вариантов МФ ХХ–КЗ и ХХ–ХХ сделан, исходя из анализа амплитуд импульсов разложения на выходе МФ. При таких вариантах включения отрезков амплитуды импульсов равны между собой и имеют минимальные значения.

Максимальные значения напряжений U_2 на выходе МФ при различных граничных условиях на концах пассивного проводника сведены в таблицу 5.3. Из таблицы 5.3 можно сделать следующие выводы. Наиболее сильному ослаблению подвергается самый короткий импульс (30 пс).

Таблица 5.3 – Максимальные значения амплитуд импульсов разложения

Учет потерь	U_2 , В (псевдосогласование)	U_2 , В (начало – ХХ, конец – ХХ)	U_2 , В (начало – ХХ, конец – КЗ)
$t_{\text{имп}} = 30$ пс			
Нет	5,8	34	15
Есть	4,8	9,1	10,1
$t_{\text{имп}} = 150$ пс			
Нет	28	87	67
Есть	24,1	46,5	52
$t_{\text{имп}} = 350$ пс			
Нет	67	150	145
Есть	58	105	117

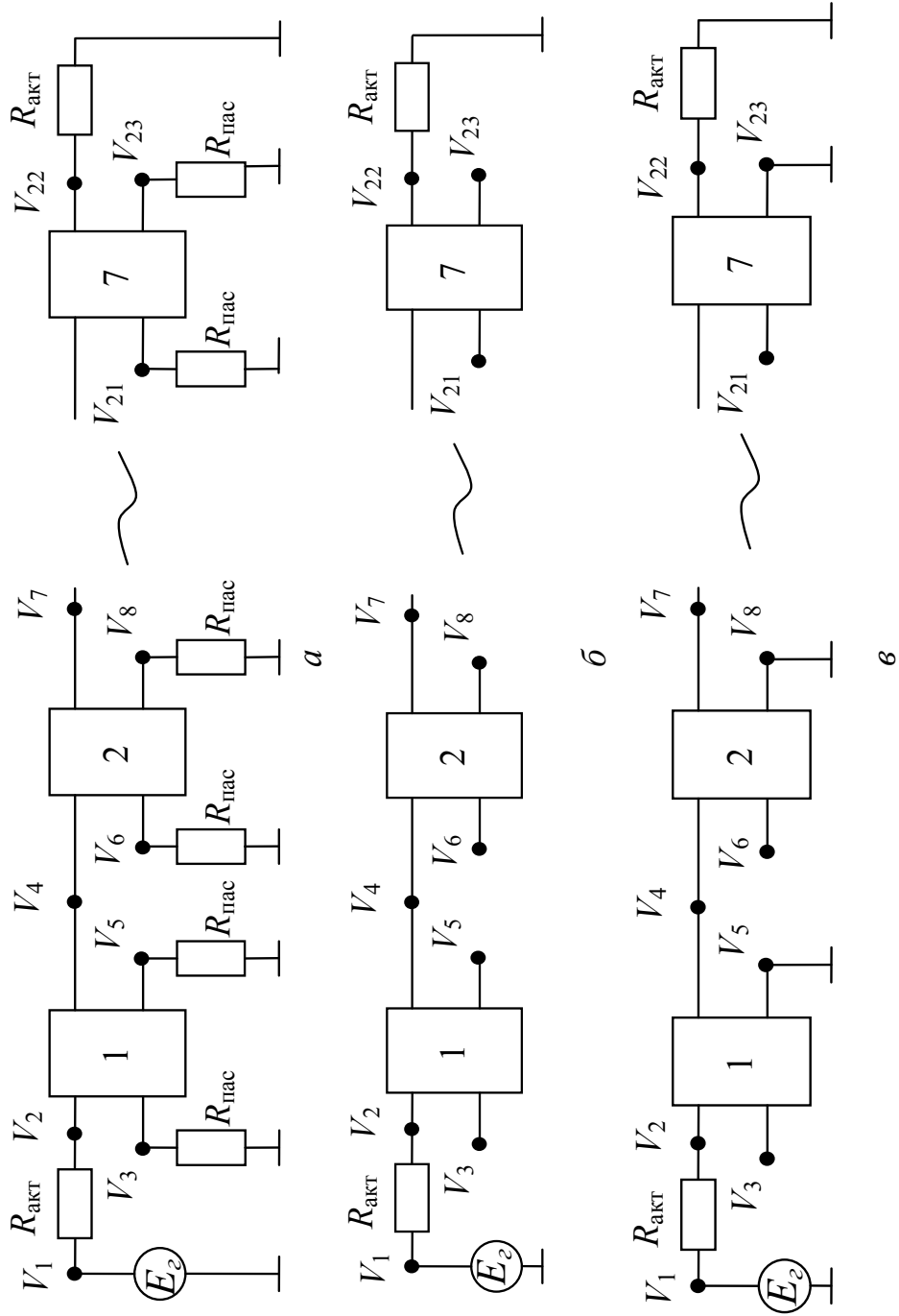


Рисунок 5.5 – Эквивалентные схемы включения отрезков модального фильтра:
а – ПС; *б* – XX-XX; *в* – XX-K3

Увеличение длительности входного воздействия приводит к тому, что импульс не может эффективно делиться (на 2 импульса) в коротких каскадах фильтра и происходит наложение амплитуд импульсов в конце активного проводника. Не принимая во внимание потери в линии, можно сказать, что лучшим из рассмотренных случаев рассогласования является вариант, когда в начале пассивных проводников ХХ, а в конце – КЗ. Учет потерь делает более приемлемым вариант с ХХ в начале и конце пассивных проводников. Для этого варианта общая длина линии больше, следовательно, и потери сильнее. Оба варианта просты и дешевы в реализации, однако резистивный вариант обладает лучшими характеристиками.

Зависимость частотных откликов модального фильтра с различными граничными условиями на концах пассивного проводника от количества и расположения каскадов. Исследовалось влияние количества и расположения каскадов на частотный отклик МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4, 7 для псевдосогласованного случая и при $R_{\text{пас}} = 1 \text{ кОм}$, $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$. Длины каскадов изменялись от входа МФ к выходу: каждый последующий каскад либо удлинялся по отношению к предыдущему, либо укорачивался, общая длина исследуемых МФ одинакова и составляла 2,47 м; $|V_2|$ – напряжение на входе, $|V_4|$, $|V_7|$, $|V_{10}|$, $|V_{13}|$ и $|V_{22}|$ – напряжения на выходе МФ с числом каскадов 1, 2, 3, 4 и 7 соответственно.

На основе полученных результатов установлено, что увеличение числа каскадов псевдосогласованного МФ приводит к сдвигу (увеличению частоты) первого резонанса передаточной характеристики (от 200 МГц однокаскадного фильтра до 396,875 МГц семикаскадного), причем независимо от расположения каскадов по длинам. Таким образом, необходимая полоса пропускания фильтра может быть выбрана исходя из числа каскадов. Расположение каскадов по длинам больше сказывается на входной характеристике. Например, для полосы 100 МГц, когда длины каскадов уменьшаются от входа к выходу фильтра, входная характеристика более приемлема, чем при увеличении длин каскадов. При рассогласовании фильтра происходит ухудшение его частотного отклика. Более сильно проявляются дополнительные резонансы в полосе до основного резонанса, они слабо выражены при псевдо-

согласовании. Особенно сильно это выражено для случая $R_{\text{пас}} = 1 \text{ МОм}$. Таким образом, увеличение числа каскадов в резистивных фильтрах (независимо от их включения) приводит к повышению частоты первого резонанса проходящей волны. При этом включение фильтра относительно входа-выхода в большей степени сказывается на отраженной волне. Безрезистивные фильтры обладают худшими частотными характеристиками, чем резистивные.

5.3. Мощности рассеяния в модальном фильтре с боковой связью

Выполним теоретический анализ рассеяния мощности помехового воздействия в активной и пассивной линиях МФ.

При проектировании МФ для защиты от СКИ важно знать энергию, которую фильтр способен поглотить. Если энергия импульсов в диапазоне помеховых воздействий будет превышать определенный порог, то может произойти перегрев рассеивающих элементов фильтра и, как следствие, его выход из строя. Для оценки количества энергии, выделяемой на рассеивающих элементах МФ, необходимо осуществить моделирование воздействия импульсов, находящихся в диапазонах предполагаемых помех (таблица 5.4).

Таблица 5.4 – Диапазоны параметров тестовых (помеховых) импульсов

Диапазон	Длительность (по уровню 0,5), нс	Частота следования, МГц	Период (1/частота)	Скважность (период/длительность)	Фронт и спад, нс
1	0,02–0,1	100	10 нс	1000–100	0,01
2	0,1–1	100	10 нс	100–10	0,025
3	1–10	1–10	1–0,1 мкс	1000–100 – 100–10	0,25
4	10–50	1–10	1–0,1 мкс	100–20 – 100–2	0,5

Моделирование распределения мощностей на резисторах МФ выполнялось в системе TALGAT посредством вычисления среднего и пикового значений мощности. При моделировании задавалась амплитуда напряжения импульса в начале МФ 500 В во всех

диапазонах. В качестве входных данных для вычисления мощности использовались значения напряжений, которые являются выходными данными моделирования временного отклика. По сопротивлению и мгновенному напряжению в каждый момент времени вычислялась мгновенная мощность, а по ней – средняя мощность. В результате получено распределение входной мощности в линиях МФ и оценены мощности, рассеиваемые на нагрузках пассивной линии МФ.

Исследование зависимости рассеяния мощности на резисторах однокаскадного МФ (рисунок 5.6,а) от длительности входного импульса $t_{in} = t_d + 0,5t_r + 0,5t_f$ (по уровню 0,5 от амплитуды) выполнено в диапазонах, указанных в таблице 5.4.

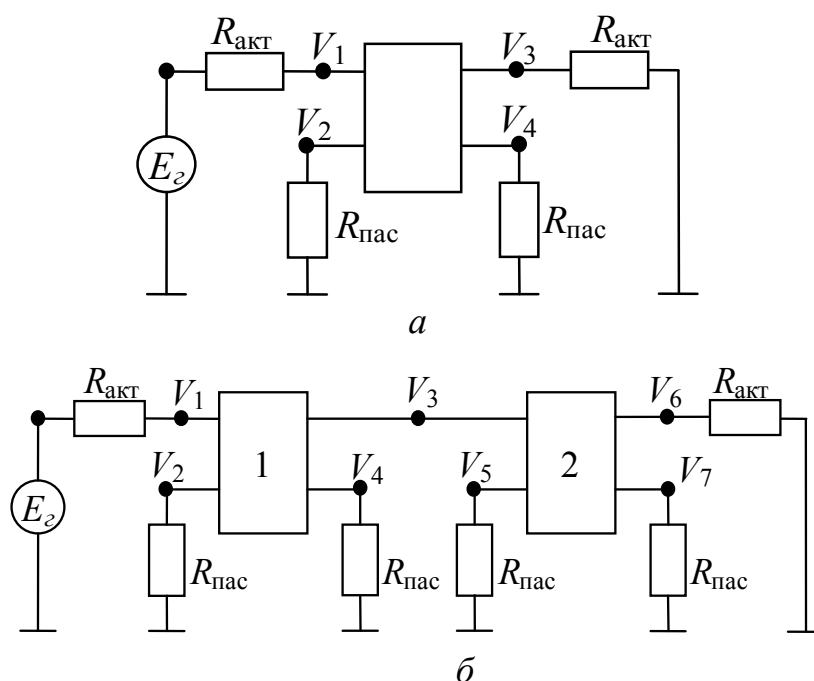


Рисунок 5.6 – Схема однокаскадного (а) и двухкаскадного (б) модальных фильтров

Вычисленные зависимости средних мощностей (P_{cp1} , P_{cp2} , P_{cp3} , P_{cp4} – средние мощности в соответствующих узлах МФ) с учетом потерь в МФ приведены на рисунке 5.7.

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы.

1. Мощности, рассеиваемые на резисторах в конце активной и пассивной линий, равны только для входного импульса общей длительностью не более разности задержек мод (в данном случае 2,5 нс).

2. При длительности импульса более 2,5 нс мощность, рассеиваемая в конце пассивной линии, достигает определенного пикового значения и не меняется при дальнейшем увеличении длительности импульса. Таким образом, если мощность входного воздействия увеличивается пропорционально длительности импульса, то мощность в конце пассивной линии увеличивается только до определенного предела, после достижения которого становится постоянной.

3. Наводка на ближнем конце пассивной линии также имеет предел. Предельное значение мощности, рассеиваемой на нагрузке в начале пассивной линии, определяется длиной линии. В данном случае предельное значение мощности в начале пассивной линии практически достигается при длительности входного импульса 30 нс и равно 44,6 Вт на частоте 10 МГц.

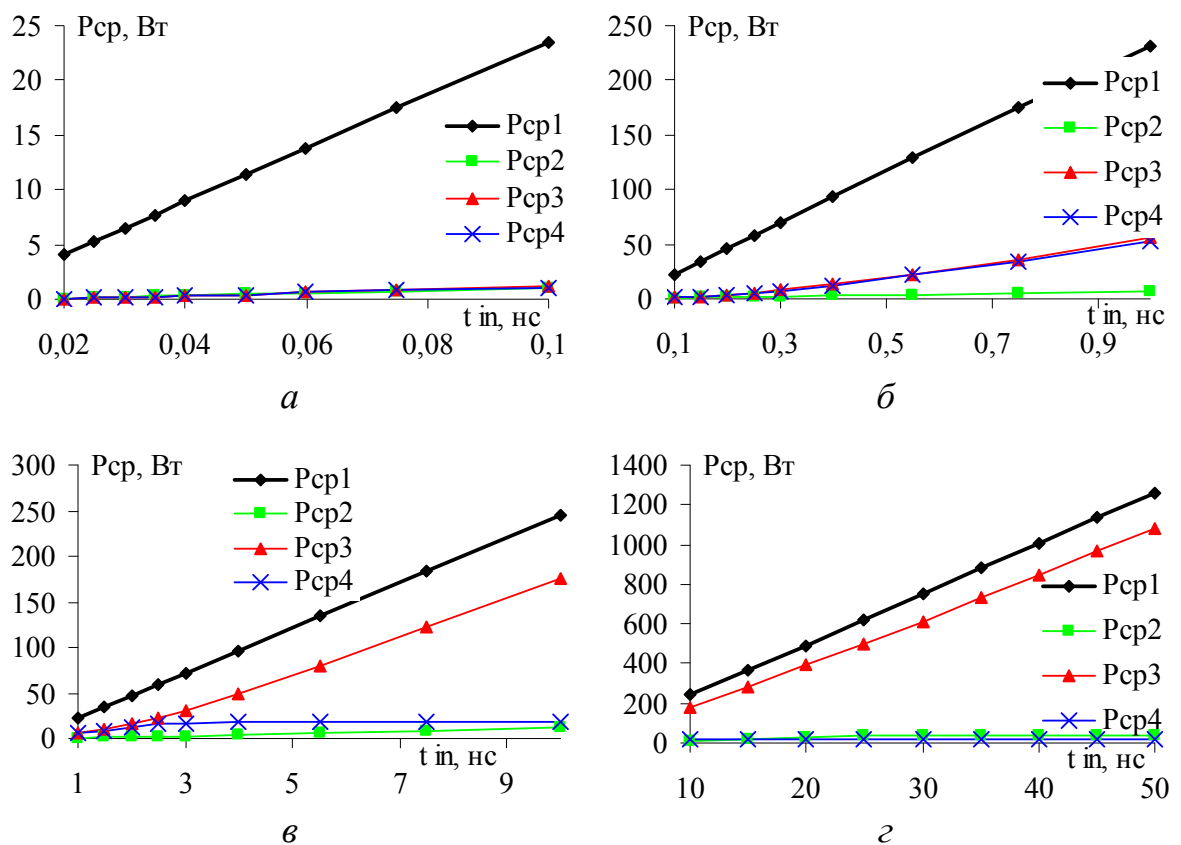


Рисунок 5.7 – Зависимости средних мощностей в узлах модального фильтра от t_{in} с учетом влияния потерь: *a* – диапазон 1, 100 МГц; *б* – диапазон 2, 100 МГц; *в* – диапазон 3, 10 МГц; *г* – диапазон 4, 10 МГц

4. Предельные значения как в начале, так и в конце пассивной линии являются предельными для конкретной частоты. В случае изменения частоты следования импульсов эти значения изменяются пропорционально: например, при уменьшении частоты с 10 до 1 МГц предельные значения тоже уменьшаются в 10 раз.

Исследовано рассеяние мощности в двух-, трех- и четырехкаскадных МФ. Во всех вариантах суммарная разность задержек мод равна 2,5 нс. Каждый следующий каскад в 2 раза длиннее предыдущего. Схема двухкаскадного МФ представлена на рисунке 5.6,б, где геометрические и физические параметры отрезков 1 и 2 одинаковы.

Результаты вычисления средней мощности для двухкаскадного МФ представлены на рисунке 5.8. Из рисунка 5.8,а видно, что добавление второго каскада для диапазона 1 уменьшает мощность в активном проводнике в 2 раза. Увеличение длительности импульса, так же как и для однокаскадного МФ, приводит к сближению значений мощностей в начале и конце пассивного проводника.

Результаты вычисления средней мощности для трех- и четырехкаскадных МФ не приводятся, так как влияние каскадного соединения на среднюю мощность хорошо видно на примере двухкаскадного МФ. Но численные и графические данные всех вариантов проанализированы и показали следующее.

1. Мощность в начале пассивной линии распределяется по каскадам пропорционально их длине.

2. Сумма средних мощностей в начале пассивной линии всех каскадов остается практически неизменной для реализации МФ с любым количеством каскадов при условии, что во всех вариантах одинакова суммарная разность задержек мод.

Для однокаскадного МФ $P_{cp2} = 44,6$ Вт;

для двухкаскадного $P_{cp2} + P_{cp5} = 14,9 + 28,6 = 43,5$ Вт;

для трехкаскадного $P_{cp2} + P_{cp5} + P_{cp8} = 6,3 + 12,3 + 24,2 = 42,8$ Вт;

для четырехкаскадного $P_{cp2} + P_{cp5} + P_{cp8} + P_{cp11} = 2,8 + 5,7 + 11,3 + 22,5 = 42,3$ Вт.

Имеющуюся разницу (в пределах 5,2 % от максимального значения) можно объяснить погрешностью моделирования.

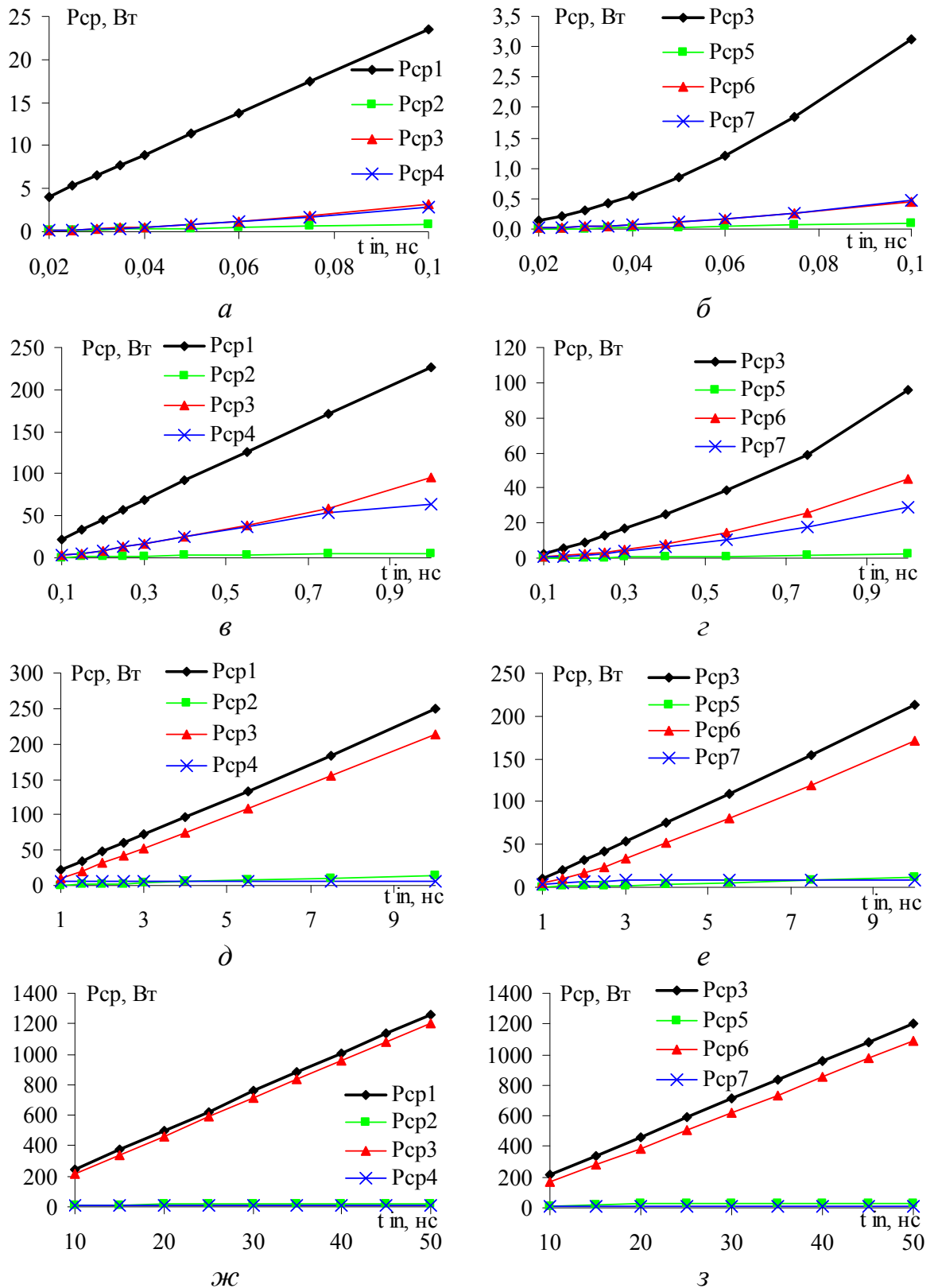


Рисунок 5.8 – Зависимости средних мощностей в узлах модального фильтра от t_{in} : *a* – каскад 1, диапазон 1, 100 МГц; *б* – каскад 2, диапазон 1, 100 МГц; *в* – каскад 1, диапазон 2, 100 МГц; *г* – каскад 2, диапазон 2, 100 МГц; *д* – каскад 1, диапазон 3, 10 МГц; *е* – каскад 2, диапазон 3, 10 МГц; *ж* – каскад 1, диапазон 4, 10 МГц; *з* – каскад 2, диапазон 4, 10 МГц

3. Суммарная мощность, рассеиваемая на нагрузках в конце пассивной линии всех каскадов, тем больше, чем больше каскадов реализовано в МФ. Данная тенденция прослеживается во всех исследуемых диапазонах, как в диапазоне эффективной фильтрации МФ, так и при выходе из него. Например, в диапазоне 1 при длительности входного импульса $t_{in} = 0,1$ нс в разных реализациях МФ распределение мощности происходит следующим образом:

для однокаскадного $P_{cp4} = 11$ Вт;

для двухкаскадного $P_{cp4} + P_{cp7} = 11 + 5,1 = 16,1$ Вт;

для трехкаскадного $P_{cp4} + P_{cp7} + P_{cp10} = 11,1 + 5 + 2,4 = 18,5$ Вт;

для четырехкаскадного $P_{cp4} + P_{cp7} + P_{cp10} + P_{cp13} = 11 + 5,3 + 2,5 + 1,2 = 20$ Вт.

4. Увеличение количества каскадов МФ ведет к уменьшению диапазона эффективной фильтрации, когда энергия входного импульса распределяется между активной и пассивной линиями поровну. В полученных данных четко отслеживается уменьшение диапазона эффективной фильтрации – достаточно фиксировать длительность импульса, при которой мощность в конце активной и пассивной линий становится неравной. Пороговое значение длительности входного импульса $t_{пор}$ – это значение, при превышении которого начинает наблюдаться неравномерность распределения энергии в линиях МФ. В данном исследовании $t_{пор}$ определяется предельным значением длительности входного импульса, при котором распределение энергии еще можно считать равномерным. Из полученных данных следует: для однокаскадного МФ пороговое значение длительности входного импульса равно 2,5 нс; для двухкаскадного – 0,75 нс; для трехкаскадного – 0,3 нс; для четырехкаскадного – 0,15 нс.

5. При увеличении длин каскадов от начала к концу фильтра мощность, рассеиваемая на резисторах в начале каскадов, возрастает в 2 раза от каскада к каскаду; мощность, рассеиваемая на резисторах в конце каскадов, уменьшается в 2 раза от каскада к каскаду.

5.4. Временной отклик модального фильтра с TVS-сборкой

Рассмотрим моделирование схемы, состоящей из МФ и TVS-сборки LC03-3.3 (TVS – transient voltage suppressor диоды называют в отечественной литературе также супрессорами или полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН)).

Spice-анализ схем с МФ выполнялся в системе компьютерного моделирования DesignLab, которая позволяет приблизительно (без точного учета потерь и дисперсии) моделировать непосредственно МФ и довольно точно (если есть точные Spice-модели) – схемы с полупроводниковыми приборами защиты, а также выполнять их совместное моделирование. Рассматриваемые схемы, созданные в DesignLab, представлены на рисунках 5.9–5.11.

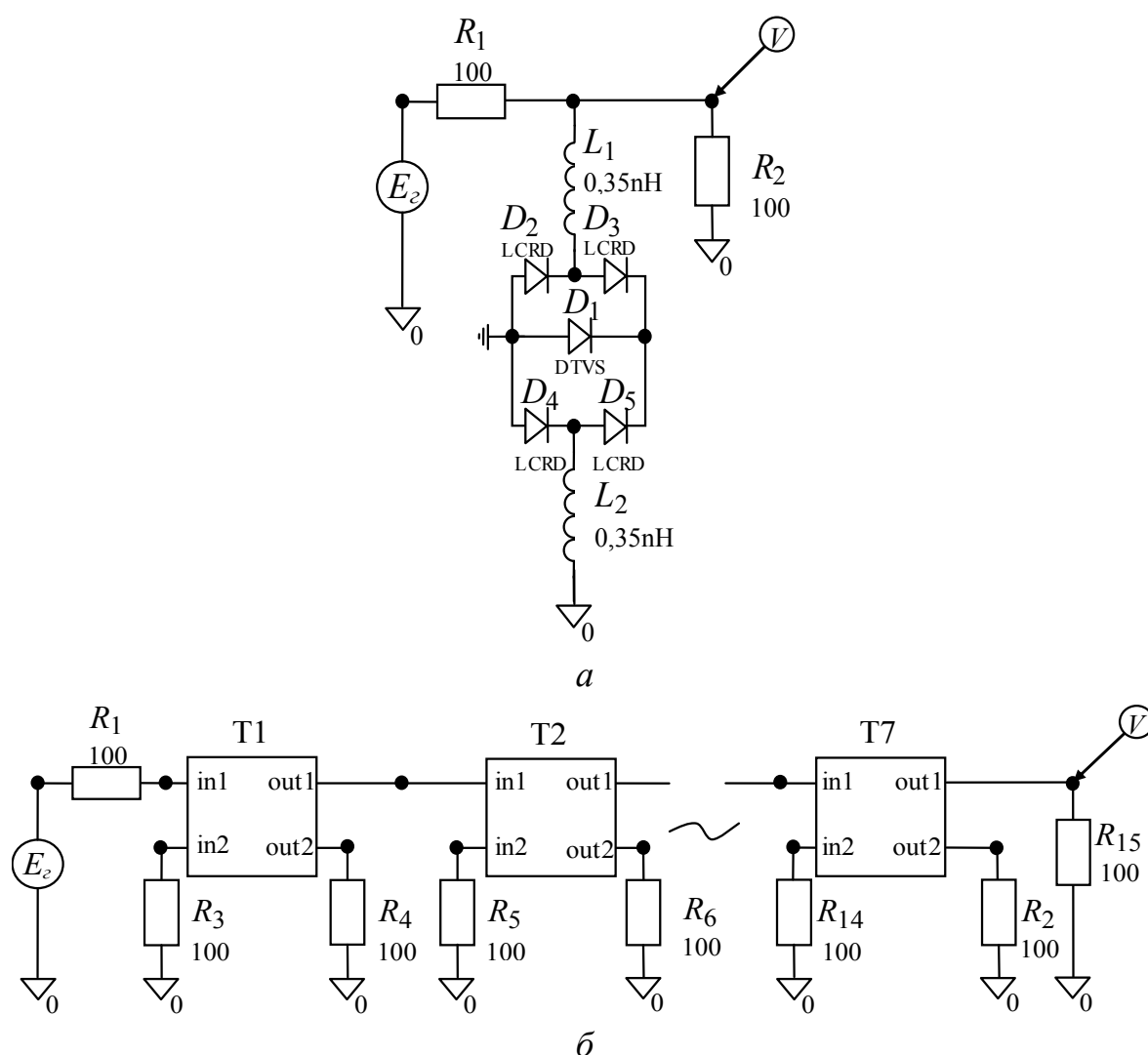


Рисунок 5.9 – Схемы TVS-сборки LC03-3.3 (а) и модального фильтра (б)

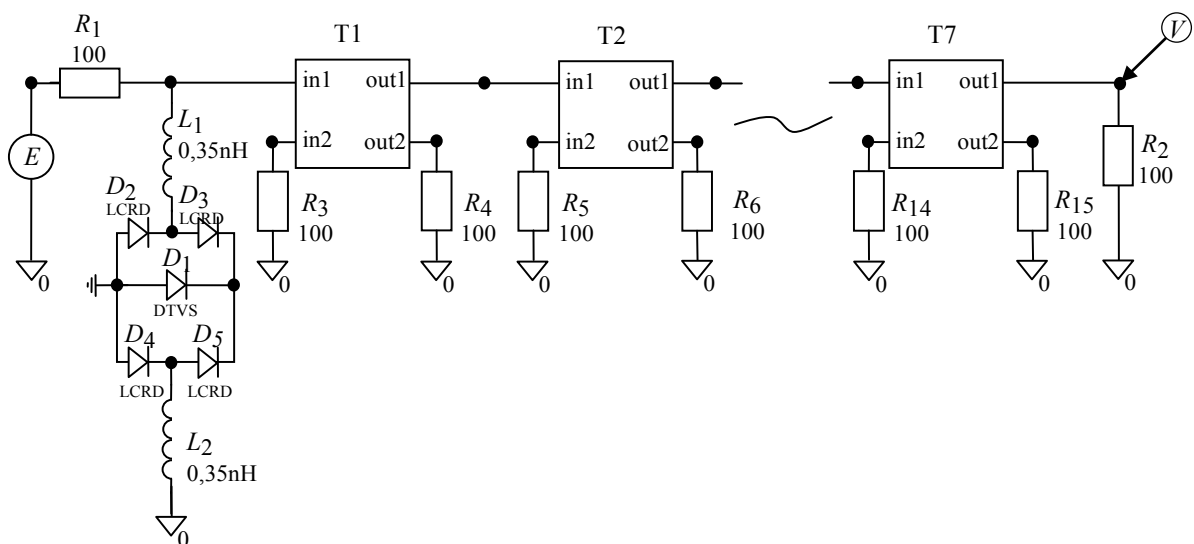


Рисунок 5.10 – Схема с TVS-сборкой и модальным фильтром

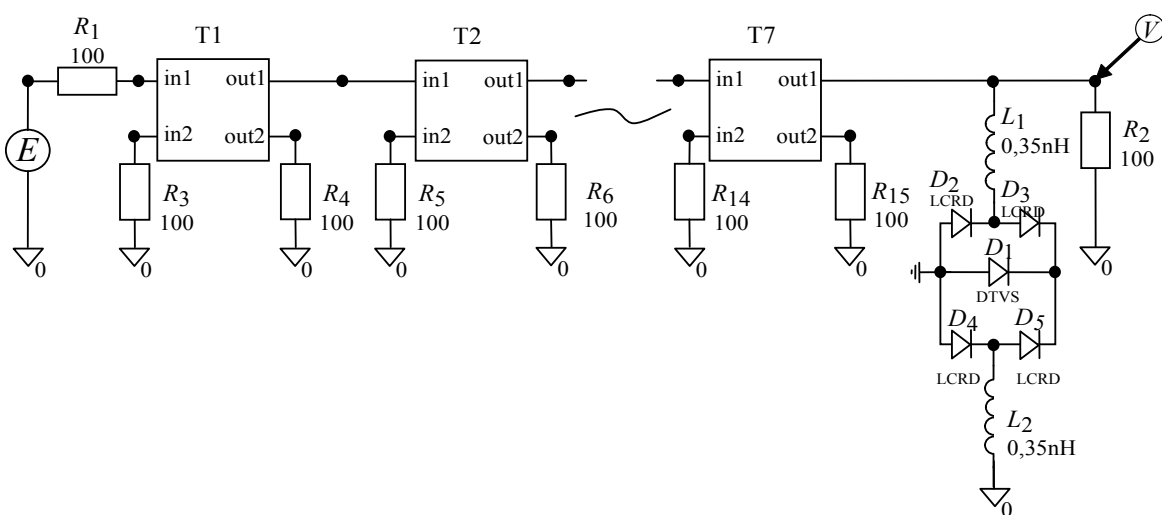



Рисунок 5.11 – Схема с модальным фильтром и TVS-сборкой

В качестве источника воздействия использовался генератор импульса в форме трапеции (с равными временами фронта, плоской вершины и спада) с амплитудой э.д.с. 1000 В. Длительность импульса по уровню 0,5 изменялась и составляла 30, 150, 350 пс.

Сопротивления резисторов на схеме равны 100 Ом. Паразитная индуктивность выводов TVS-сборки LC03-3.3 составляет 0,35 нГн. Результаты моделирования для узла, обозначенного маркером , представлены на рисунках 5.12–5.13.

Паспортное значение напряжения ограничения TVS-сборки равно 3,3 В. Из рисунка 5.12,а видно, что после TVS-сборки из-за падения напряжения на ее паразитной индуктивности при длительности импульса 30 пс появляется вторичная двухполярная помеха амплитудой 210 В, а при 350 пс – 21 В. Для ее уменьшения

необходимо снизить эту индуктивность, что сделать не всегда возможно. Использование только МФ для подавления импульса длительностью 30 пс приводит к уменьшению его амплитуды в 100 раз, но при увеличении длительности импульса амплитуда возрастает (см. рисунок 5.12,б).

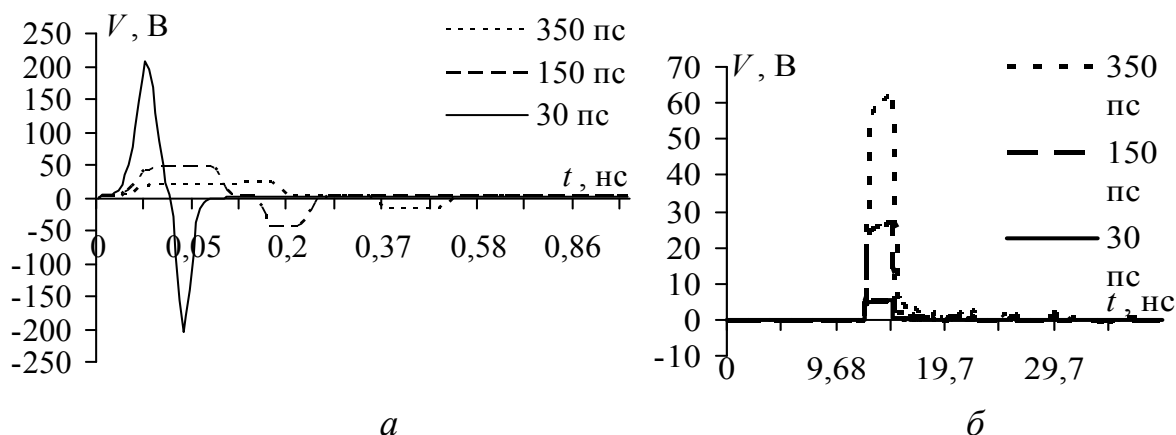


Рисунок 5.12 – Формы напряжения для схем на рисунке 5.9

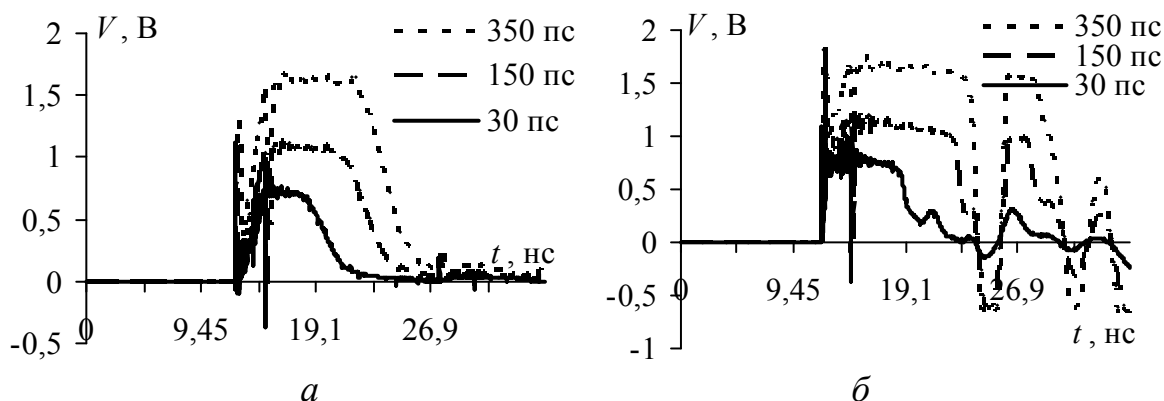


Рисунок 5.13 – Формы напряжения для схем:
 а – на рисунке 5.10; б – на рисунке 5.11

Совместное использование TVS-сборки и МФ (см. рисунок 5.13) приводит к амплитуде импульса 1–2 В. Для рисунка 5.13,а, чем короче импульс, тем больше амплитуда вторичной помехи после TVS-сборки, но тем сильнее МФ подавляет ее. Для рисунка 5.13,б, чем короче импульс, тем меньше его амплитуда после МФ, что благоприятно влияет на амплитуду помехи из-за паразитной индуктивности после TVS-сборки. Все данные сведены в таблицу 5.5.

Таблица 5.5 – Значения напряжения в конце активного проводника и коэффициента ослабления при изменении длительности импульса с э.д.с. 1000 В

Тип схемы	$t_{0,5}$, пс	$V_{\text{ВЫХ}}$, В	$V_{\text{ВЫХ}}/V_{\text{ВХ}}$
Рисунок 5.9,а (TVS-сборка)	30	210	0,42
	150	30	0,06
	350	21	0,042
Рисунок 5.9,б (МФ)	30	5	0,01
	150	27	0,054
	350	63	0,126
Рисунок 5.10 (TVS-сборка+МФ)	30	1,1	0,0022
	150	1,2	0,0024
	350	1,7	0,0034
Рисунок 5.11 (МФ+TVS-сборка)	30	1,09	0,0021
	150	1,76	0,0035
	350	1,9	0,0038

5.5. Макеты модальных фильтров с боковой связью

Рассмотренные печатные платы МФ изготовлены комбинированным позитивным методом, основанным на использовании субтрактивного метода с дополнительной химико-гальванической металлизацией переходных отверстий. Преимуществом комбинированного метода является формирование проводящего рисунка и металлизации отверстий в едином технологическом процессе.

На основе файла печатной платы, подготовленного в системе PCAD, изготовлен фотошаблон на фототехнической пленке Agfa Vivaldi VR 7-2. Это панхроматическая высококонтрастная пленка на толстой полиэтилентерефталатной основе 175 мкм для изготовления прозрачных фотошаблонов с использованием гелий-неонового лазерного (633 нм) или красного лазерного (650–670 нм) диода. Пленка разработана на основе галоидов серебра. Она имеет защитный слой, предохраняющий от повреждения поверхности фотошаблона, что позволяет многократно использовать его при копировании. Следующим шагом в процессе изготовления печатной платы является нарезка заготовок из двустороннего фольгированного стеклотекстолита марки СТФ-2-105-0,5. Технологический процесс травления и осветления печатной платы про-

исходит на линии щелочного травления WAT 610AECCB (рисунок 5.14).

В модуль загрузки на конвейер помещаются заготовки печатных плат. В соответствующих модулях они травятся, промываются и осветляются. Режимы травления и осветления подбираются технологом при пуске пробной заготовки путем измерения бокового подтравливания печатного элемента. Подтравливание должно быть не более 0,05 мм на каждую сторону проводника. Если подтравливание меди более 0,05 мм, необходимо уменьшить время травления.

Модуль загрузки	Основной травильный модуль	Модуль аммиачной промывки	Модуль промывки	Промежуточный модуль	Модуль осветления	Модуль промывки	Модуль сушки	Модуль выгрузки
-----------------	----------------------------	---------------------------	-----------------	----------------------	-------------------	-----------------	--------------	-----------------

Рисунок 5.14 – Структурная схема линии щелочного травления WAT 610AECCB

Чтобы стравить медную фольгу толщиной 105 мкм, требуется гораздо больше времени, чем для травления фольги 35 мкм. Поэтому подтравы больше и они должны быть не более 0,15 мм на каждую сторону проводника. В связи с этим существует необходимость учета подтравов проводников при проектировании печатных плат. Если на готовой плате требуется получить проводники шириной 0,3 мм, то на фотошаблоне эти проводники должны иметь ширину не менее 0,5 мм. После травления и промывки платы осветляются при температуре 40–50 °С и сушатся при температуре 45–50 °С, затем они поступают в модуль выгрузки. Далее с плат снимают ретушь бязевым тампоном, смоченным в растворе, и помещают в термошкаф (80–90 °С) на 50–60 мин. После этого внешним осмотром контролируется качество травления и осветления. Поверхность проводящего рисунка должна быть равномерной, светло-серой, матовой. Готовые печатные платы поступают на монтажный участок для установки компонентов. В отверстия на входе и выходе МФ устанавливаются с зазором $1,5 \pm 0,5$ мм от поверхности платы экранированные соединители типа 8P8C, корпусные пластмассовые штыри терморазвальцовываются. Около входного соединителя планарно устанавливаются две

TVS-сборки типа LC03-3.3. На контактные площадки платы резистивным слоем вверх паяются резисторы типа P1-12. Все радиоэлементы паяются припоем ПОС61 ГОСТ 21931-76. После пайки платы промываются спиртобензиновой смесью.

Модальные фильтры с числом каскадов 1–4. Фотографии макетов резистивных МФ с числом каскадов 1–4 (фильтры 1–4) представлены на рисунке 5.15. Проводники МФ (с равными длинами около 2,5 м) для уменьшения длины платы свернуты в меандр. Сделано это для более удобного расположения резисторов (на контактных площадках у торцов витков) и экономии места на печатных платах, так как место со стороны соединителей RJ-45 остается свободным. Расстояние между витками (линиями передачи) в меандре для ослабления их взаимного влияния выбрано больше ширины проводников в 5 раз (1,5 мм).



Рисунок 5.15 – Фотографии макетов модальных фильтров с числом каскадов 1, 2, 3, 4

Семикаскадные модальные фильтры. Фотография макетов семикаскадных модальных фильтров МФ 1–МФ 4 и тестовых схем ТС 1, ТС 2 представлена на рисунке 5.16. В МФ 1, МФ 2 с резисторами на концах пассивного проводника длины полувитков определены длиной самого короткого каскада, длины полувитков в начале фильтра определены рациональной компоновкой. Соответствующие каскады МФ 1 и МФ 2 имеют одинаковые длины, но отличаются расположением витков – расстояние между полувит-

ками выбрано для сравнения характеристик фильтров равным 1,5 мм и 0,4 мм.

Резисторы расположены на контактных площадках у торцов витков. МФ 3, МФ 4, в отличие от МФ 1 и МФ 2, безрезистивные. Но при такой же длине они имели бы меньшую полосу пропускания полезного сигнала. Поэтому для сохранения полосы пропускания полезного сигнала 100 МГц их каскады укорочены. Безрезистивный МФ 3 (холостой ход в началах и концах пассивных проводников) отличается от МФ 2 укороченной длиной первого каскада, она составляет 0,35 от длины первого каскада МФ 2. В безрезистивном МФ 4 (холостой ход в началах и короткое замыкание с опорным проводником в концах пассивных проводников) длина первого каскада составляет 0,7, а второго – 0,35 от длин соответствующих каскадов резистивных фильтров. Плотности витков МФ 2–МФ 4 одинаковы. Длины некоторых полувитков МФ 2–МФ 4 изменены для получения необходимой длины определенных каскадов.

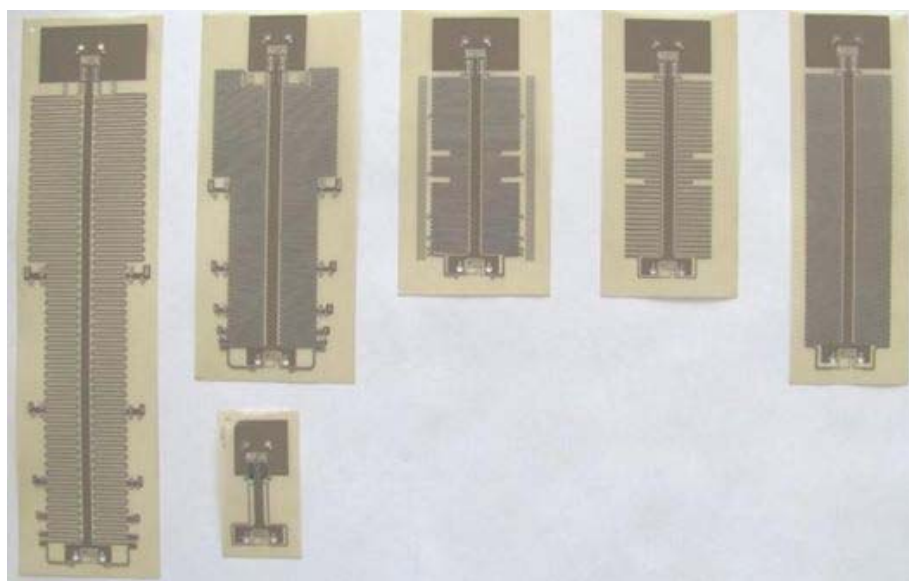


Рисунок 5.16 – Фотография макетов модальных фильтров и тестовых схем

ТС 1 и ТС 2 не являются МФ и спроектированы для сравнения прошедшего по ним сигнала с выходными сигналами фильтров. Схема ТС 1 аналогична схеме МФ 4, но без пассивного проводника, чтобы учитывать затухание сигнала. Схема ТС 2 спроектирована с минимальной длиной, без каскадов МФ, чтобы учитывать влияние соединителей RJ-45 и TVS-сборки.

5.6. Экспериментальные исследования модальных фильтров с боковой связью

Представим результаты натурального эксперимента для изготовленных многокаскадных МФ с боковой связью (связь между активным и пассивным проводниками преимущественно боковая, поскольку они расположены на одной, а опорный – на другой стороне подложки из стеклотекстолита).

Модальные фильтры с числом каскадов 1–4. Эксперимент выполнялся с помощью вычислительного комбинированного осциллографа С9-11. При измерениях для ослабления сигнала на выходе МФ использовался аттенюатор 20 дБ. На испытуемое изделие подавались 3 разных воздействующих сигнала. Воздействие 1 (рисунок 5.17,а): амплитуда – 292,5 мВ, фронт (0,1–0,9) – 320 пс, спад (0,1–0,9) – 200 пс, длительность (0,5) – 280 пс. Воздействие 2 (рисунок 5.17,б): амплитуды – 252,5 и 247 мВ, время между вершинами импульсов – 1,8 нс, длительность (0,5) – 280 пс. Воздействие 3 (рисунок 5.17,в): амплитуда – 634 мВ, длительность (0,5) – 48 пс.

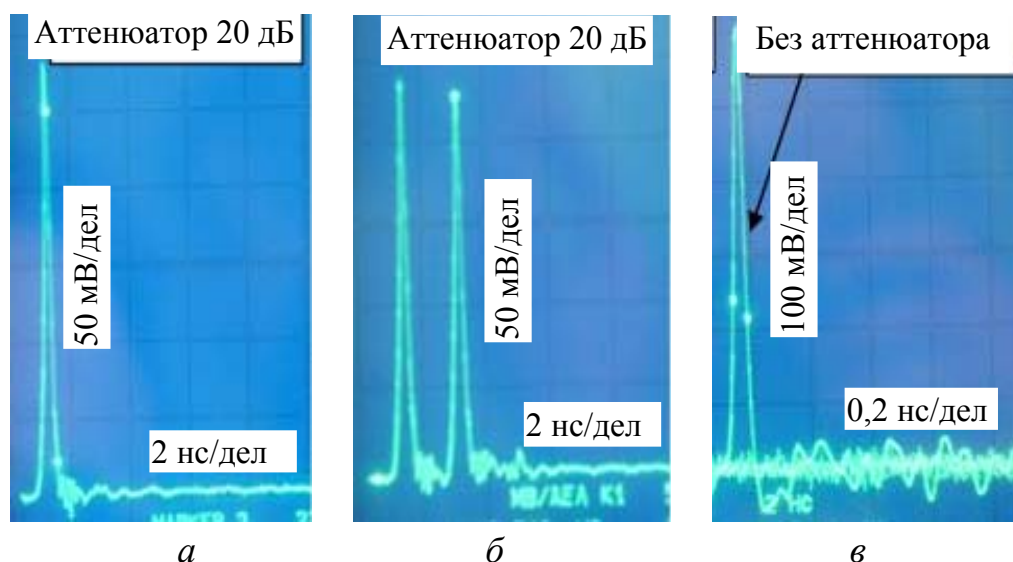


Рисунок 5.17 – Формы воздействий 1(а); 2(б); 3(в)

Фотографии форм сигнала в конце активного проводника МФ представлены на рисунке 5.18, а измеренные параметры сигнала сведены в таблицу 5.6. При измерениях горизонтальная развертка 2 нс/дел, а вертикальная – 50 мВ/дел.

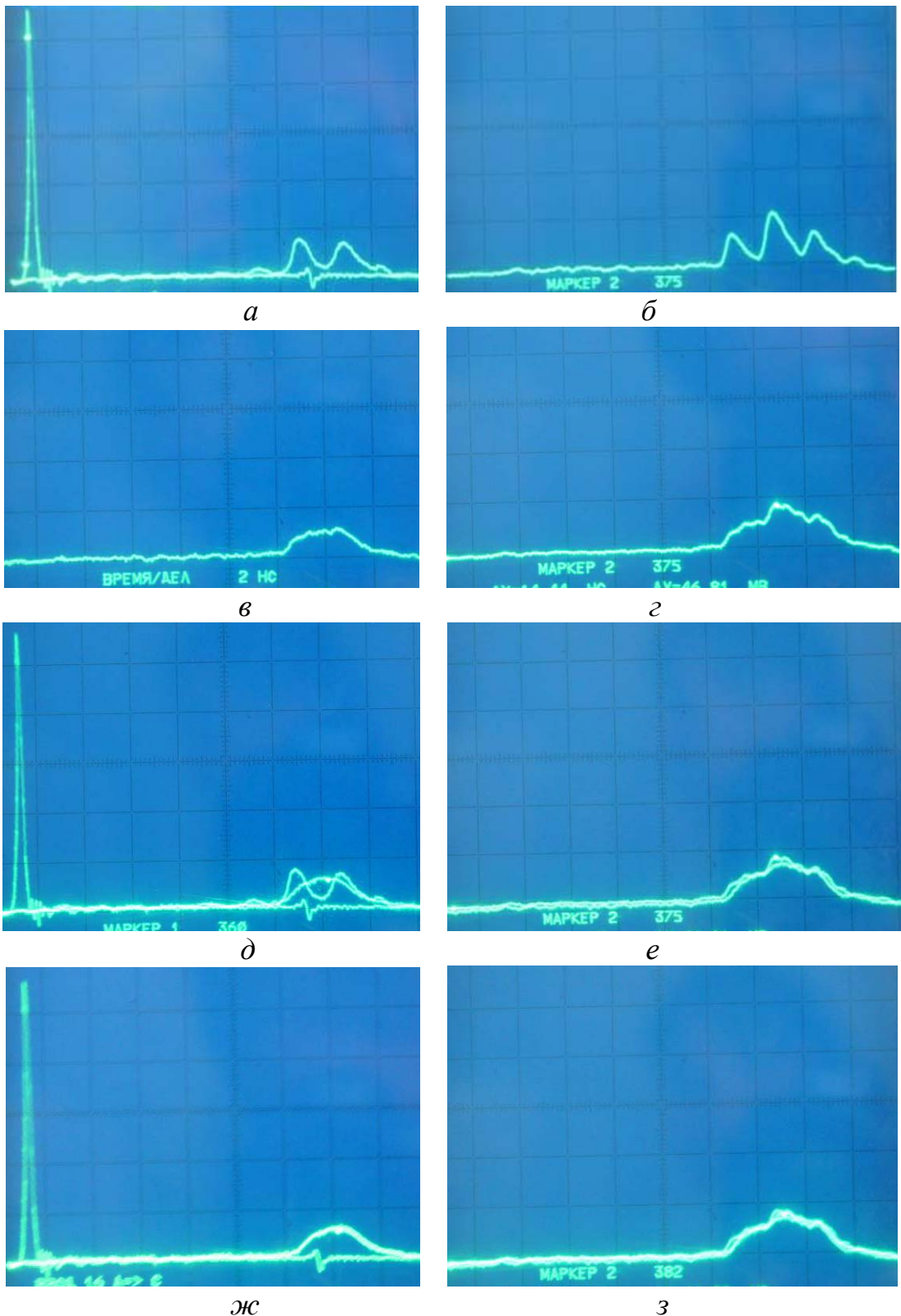


Рисунок 5.18 – Формы сигналов на выходе модальных фильтров при воздействиях 1 (левый столбец) и 2 (правый столбец): а, б – однокаскадного; в, г – двухкаскадного; д – однокаскадного и трехкаскадного; е – двухкаскадного и трехкаскадного; ж – четырехкаскадного; з – с числом каскадов 2, 3 и 4

Основные выводы по результатам натурального эксперимента для МФ с числом каскадов 1–4 следующие.

1. Амплитуда воздействия 1 на выходе однокаскадного МФ уменьшилась в 8,6 раза, а для МФ с числом каскадов 2, 3, 4 – в 10,4 раза.

2. Амплитуда воздействия 2 на выходе однокаскадного МФ в среднем уменьшилась в 6 раз. При воздействии двух импульсов амплитуда среднего импульса выходного сигнала больше, так как произошло сложение двух разложенных импульсов от каждого входного импульса. Для МФ с числом каскадов 2, 3, 4 амплитуда уменьшилась в 5 раз.

3. При воздействии 3 на выходе МФ сигналы не наблюдались.

Таблица 5.6 – Параметры сигналов на выходе МФ с числом каскадов 1–4

Параметр	Воздействие 1				Воздействие 2			
	Количество каскадов в МФ				Количество каскадов в МФ			
	1	2	3	4	1	2	3	4
Амплитуда 1, мВ	37,5	28	28	28	36,85	46,81	44,32	45,32
Амплитуда 2, мВ	34				60,76			
Амплитуда 3, мВ					38,85			
Задержка 1, нс	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72	11,72
Задержка 2, нс	13,72				13,76			
Задержка 3, нс					15,72			

Приведем результаты моделирования эксперимента в системе TALGAT для однокаскадного МФ. Для более корректного моделирования с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analitical (инструментальная погрешность 1 %) измерены реальные значения диэлектрической проницаемости ($\epsilon_r = 4,05$) и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg } \delta = 0,025$) стеклотекстолита (использованного при изготовлении макета фильтра) на частоте 1 МГц, а также его толщины ($h = 260$ мкм). Использовались зависимости ϵ_r и $\text{tg } \delta$ от частоты для зарубежного аналога отечественного стеклотекстолита (FR-4). На частоте 1 МГц значение диэлектрической проницаемости ϵ_r равно 5. С увеличением частоты

оно уменьшается до значения 4,4 на 10 ГГц. То есть ϵ_r уменьшается с ростом частоты на 0,15 на декаду. Полагая характер зависимости ϵ_r для отечественного стеклотекстолита близким зарубежному, получим, что на частоте 50 ГГц (максимальная частота спектра воздействия при моделировании) значение диэлектрической проницаемости составит $\epsilon_r = 4,05 - (4,5 \times 0,15) = 4,05 - 0,675 = 3,375$. При этом значение $\text{tg } \delta$ практически неизменно на высоких частотах и равно 0,025. Значения матрицы \mathbf{R} , полученные с помощью LinPar: $R_{11} = R_{22} = 1,0522 \text{ Ом/м}$, $R_{12} = R_{21} = 0,6203 \text{ Ом/м}$ на частоте $f = 1 \text{ МГц}$.

На рисунке 5.19,а приведены результаты эксперимента и компьютерного моделирования.

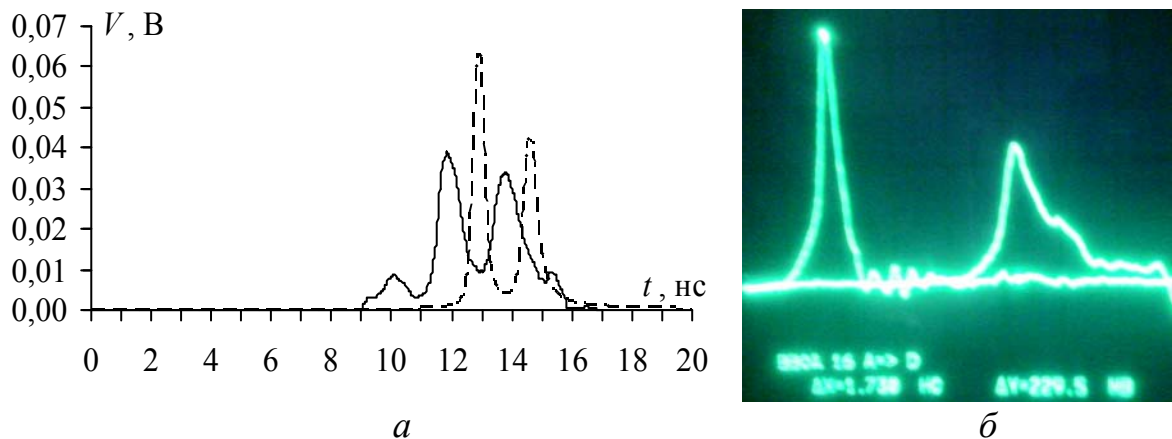


Рисунок 5.19 – Формы сигнала для однокаскадного модального фильтра (а): эксперимент (—) и моделирование (---); осциллограмма, отражающая влияние отрезков витых пар и соединителей на задержку и амплитуду импульса (б)

Для сравнения результатов моделирования и эксперимента параметры импульсов сведены в таблицу 5.7 (τ_1 – задержка импульса 1, τ_2 – задержка импульса 2, V_1 – амплитуда импульса 1, V_2 – амплитуда импульса 2).

Предел допускаемой погрешности измерений по времени для осциллографа С9-11 составляет 7,5%. С ее учетом измеренное время задержки первого импульса равно $11,72 \pm 0,88 \text{ нс}$, второго – $13,72 \pm 1,03 \text{ нс}$. Соответственно получим правые границы для первого импульса $\tau_1 = 12,6 \text{ нс}$ и второго – $\tau_2 = 14,75 \text{ нс}$. Таким образом, с учетом погрешности осциллографа измеренное значение задержки первого импульса близко к значению задержки,

полученному при моделировании. Измеренное значение задержки второго импульса с учетом погрешности осциллографа перекрывает значение задержки, полученное при моделировании.

Таблица 5.7 – Параметры импульсов для эксперимента и моделирования

Параметры импульсов	τ_1 , нс	τ_2 , нс	V_1 , мВ	V_2 , мВ
Эксперимент	11,72	13,72	37,5	34
Моделирование	12,89	14,62	63	42
Несоответствие, %	4,75	3,18	25,37	10,53

Несоответствие амплитуд импульсов, полученных в процессе эксперимента и моделирования, можно объяснить тем, что при моделировании не учтено влияние четырех соединителей (СРГ–8Р8С–8Р8С–СРГ), а также двух отрезков витых пар (по 19 см каждый), соединяющих МФ с осциллографом. На рисунке 5.19,б представлена осциллограмма, отражающая их влияние на задержку и амплитуду импульса. Измеренное ослабление импульса составляет 1,8 раза. Если учесть данное влияние при моделировании, получим амплитуду первого импульса 35 мВ, второго – 24 мВ, что значительно ближе к измеренным амплитудам. Кроме того, реальные значения матрицы **R** неизвестны и взяты приближенно, что также может привести к различию амплитуд импульсов разложения.

Принимая во внимание вышеописанные факторы, влияющие на сопоставимость результатов, а также разброс значений реальных параметров структуры поперечного сечения линии МФ, можно считать совпадение результатов моделирования и эксперимента удовлетворительным.

Семикаскадные модальные фильтры. Входное воздействие представляет собой импульс треугольной формы: амплитуда на нагрузке 50 Ом равна 222 мВ, фронт и спад (по уровню 0,1–0,9) – 360 и 280 пс, длительность (по уровню 0,5) – 240 пс. Измерения этих параметров выполнялись с аттенюатором 20 дБ по осциллограмме с горизонтальной разверткой 2 нс/дел, а вертикальной – 50 мВ/дел.

Для последующего учета влияния соединителей RJ-45, TVS-сборок и резисторов (в резистивных МФ) перечисленные элемен-

ты в изготовленные макеты не устанавливались, т.е. натурный эксперимент выполнялся на печатной плате фильтров без компонентов. Воздействие подавалось поочередно как на входы, так и на выходы изготовленных МФ (для подтверждения взаимности МФ, несмотря на его асимметрию относительно входа/выхода). Полученные в эксперименте сигналы представлены на рисунках 5.20, 5.21, а их параметры сведены в таблицу 5.8.

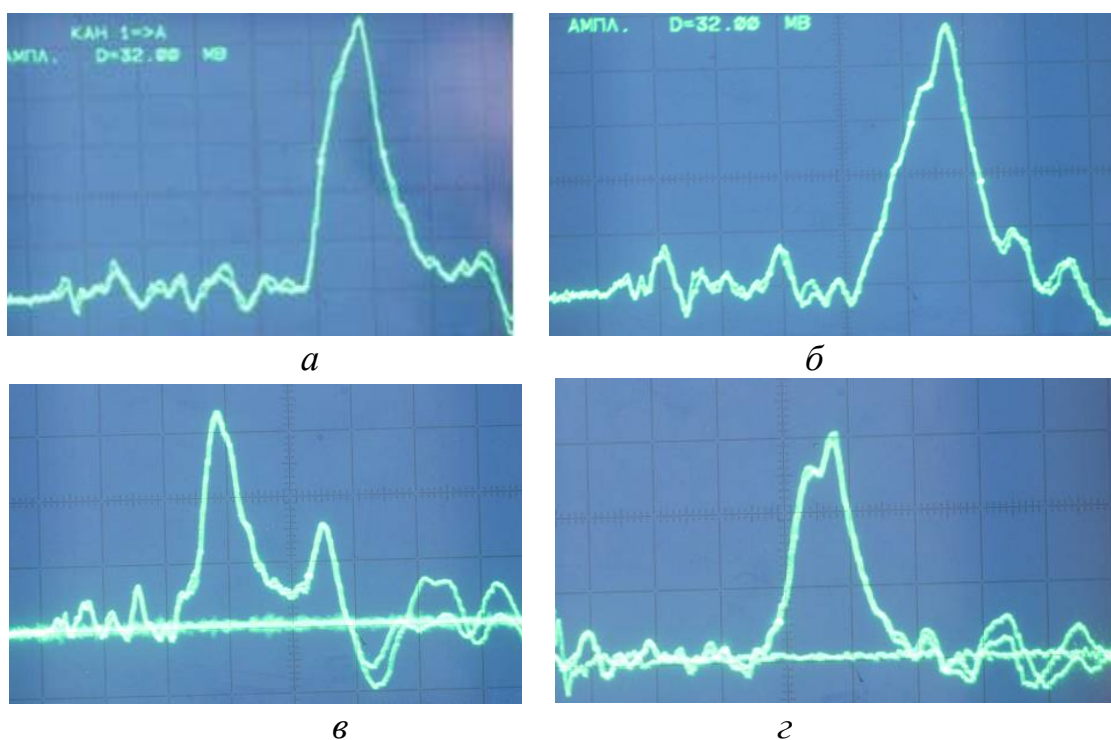


Рисунок 5.20 – Формы сигналов на выходе модального фильтра при включении в прямом и обратном направлениях без аттенюатора:
а – МФ 1; *б* – МФ 2; *в* – МФ 3; *г* – МФ 4

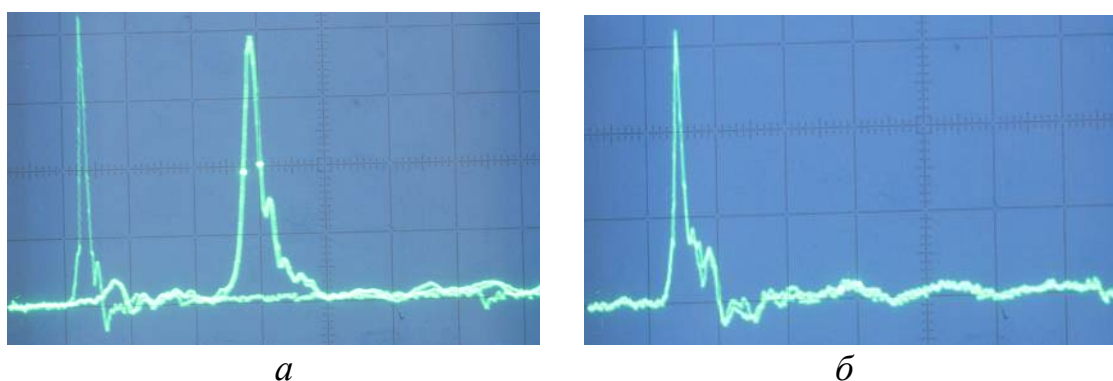


Рисунок 5.21 – Формы входного и выходного сигналов без аттенюатора для ТС 1 (*а*) и выходного сигнала с аттенюатором для ТС 2 (*б*)

Таблица 5.8 – Параметры сигнала на выходе модальных фильтров и тестовых схем

Параметр сигнала	Без аттенюатора					С аттенюатором 20 дБ
	МФ 1	МФ 2	МФ 3	МФ 4	ТС 1	ТС 2
Амплитуда, мВ	288	245	332	317	816	220
Фронт (0,1–0,9), нс	2,2	3	1,16	2	0,52	0,36
Спад (0,1–0,9), нс	2	1,7	1,72	1,5	0,80	0,28
Длительность (0,5), нс	2,24	2,5	1,5	2	0,52	0,24
Задержка, нс	10	11,16	5,2	7,8	5,4	0
Развертка гориз., нс/дел	2	2	2	2	2	2
Развертка верт., мВ/дел	50	50	100	100	200	50

В результате эксперимента установлено следующее.

1. Изготовленные МФ могут работать при отсутствии компонентов (TVS-диодов и даже резисторов), что подтверждает возможность создания бескомпонентных МФ. Амплитуда входного сигнала на выходе МФ (см. таблицу 5.8) уменьшилась: в 7,7 раза – МФ 1; 9 раз – МФ 2; 6,7 раза – МФ 3; 7 раз – МФ 4.

2. Сравнение результатов для МФ 1 и МФ 2 показало, что увеличение плотности витков позволяет не только уменьшить общую площадь МФ, но и увеличить ослабление.

3. Сравнение результатов для МФ 4 и ТС 1 (точно такая же структура, только без пассивного проводника) доказывает, что ослабление происходит как за счет потерь в проводниках и диэлектриках ТС 1 (в 2,7 раза, см. таблицу 5.8), так и за счет эффекта модальной фильтрации (в 7 раз, см. таблицу 5.8).

4. Результаты для МФ 3 (холостой ход в началах и концах пассивных проводников отрезков) подтверждают возможность создания МФ без сквозных металлизированных отверстий. Это позволяет повысить надежность и одновременно снизить стоимость МФ за счет исключения технологических процессов сверления и металлизации из цикла производства печатной платы МФ.

5. Практически все МФ очень близки к взаимным устройствам, так как различие сигналов при прохождении в противоположных направлениях незначительно. Таким образом, их можно

использовать в двунаправленных устройствах, в том числе для ослабления помех в обоих направлениях.

6. Используемый в эксперименте импульс не полностью разлагается в отрезках МФ. Поэтому актуально исследование распространения более коротких импульсов.

Выполнены измерения излучений трехкаскадного МФ (см. рисунок 5.15) и семикаскадных МФ1, МФ4 (см. рисунок 5.16). Для этого использовался анализатор спектра RSA6100B Tektronix, измерительный приемник электромагнитных помех R&S ESR и датчик напряженности магнитного поля (Beehive electronics 100 C). МФ подключались к сети Ethernet, а датчик поля располагался над поверхностью МФ на расстоянии 0,5 см и перемещался вдоль его длины. Результаты измерения представлены на рисунках 5.22, 5.23.

По результатам измерений, представленных на рисунке 5.22, сделаны следующие выводы.

1. При перемещении датчика вдоль всей длины МФ 1 его показания не меняются. В диапазоне от 50 до 110 МГц мощность изменяется от минус 70 до минус 80 дБ·м, а на частоте 125 МГц (частота первого резонанса) резко падает до минус 113 дБ·м.

2. Для МФ 4 до участка А (рисунок 5.24) частотная зависимость (не показана) почти не отличается от полученной для МФ 1.

3. При расположении датчика над участком А МФ 4 (длина одного витка уменьшается почти в 2 раза) мощность увеличивается на 20 дБ·м в диапазоне частот от 95 до 155 МГц.

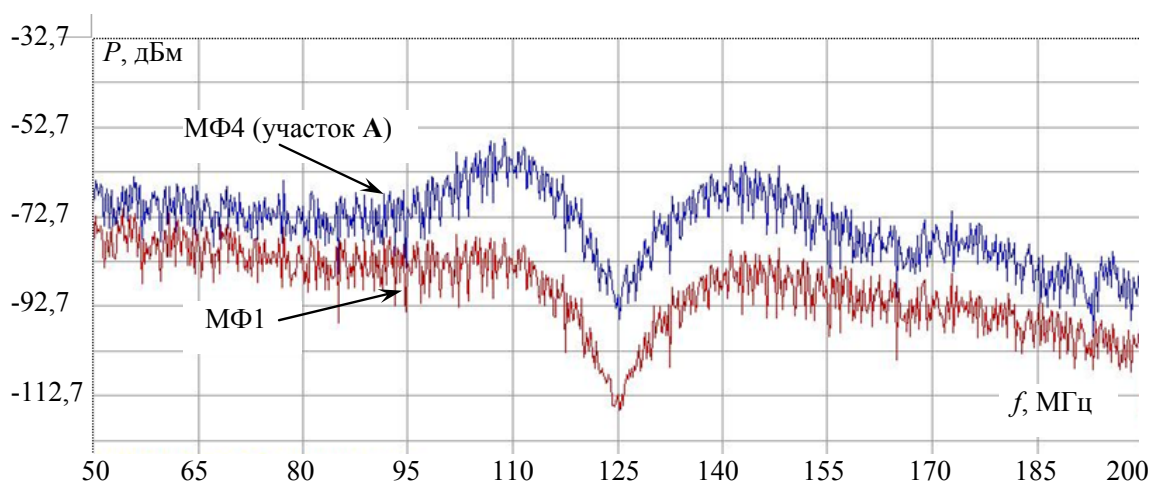


Рисунок 5.22 – Частотные зависимости мощности сигнала на входе RSA6100B Tektronix при измерении напряженности магнитного поля семикаскадных МФ 1 и МФ 4

Таким образом, представленные результаты эксперимента показывают уменьшение мощности излучаемых эмиссий от МФ на частоте его первого резонанса на 43 дБ·м относительно мощности на низких частотах. Кроме того, выявлено увеличение мощности излучаемых эмиссий на 20 дБ·м от участков с различной длиной витков, показывающее целесообразность устранения таких участков в реальных конструкциях.

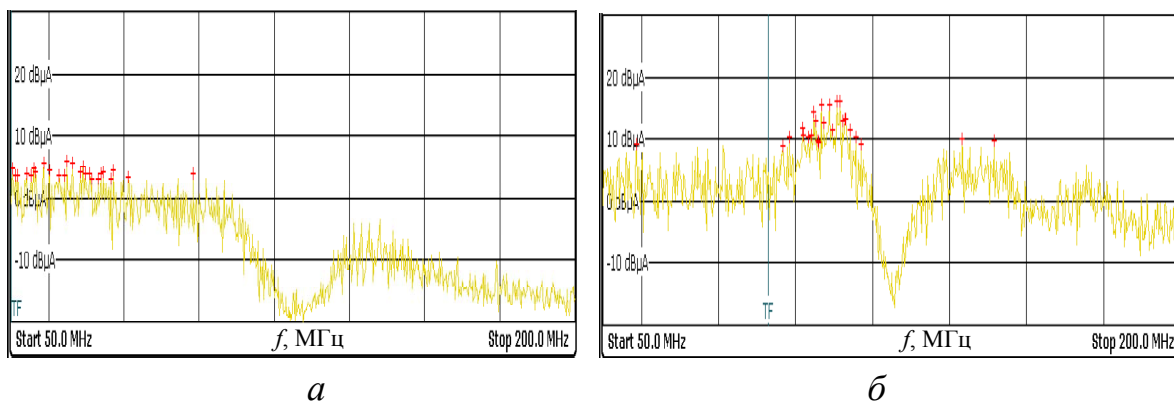


Рисунок 5.23 – Частотные зависимости тока в датчике напряженности магнитного поля: *а* – трехкаскадного модального фильтра; *б* – участка А семикаскадного МФ 4 (см. рисунок 5.24)

По результатам измерений, представленных на рисунке 5.23, сделаны следующие выводы.

1. Для трехкаскадного МФ при перемещении датчика его показания почти не изменяются. На частоте первого резонанса 125 МГц наблюдается уменьшение тока до минус 20 дБ·мкА.

2. Для участка А семикаскадного МФ 4 на частоте первого резонанса 125 МГц наблюдается уменьшение тока до минус 15 дБ·мкА, что на 20 дБ меньше, чем на уровне низких частот.

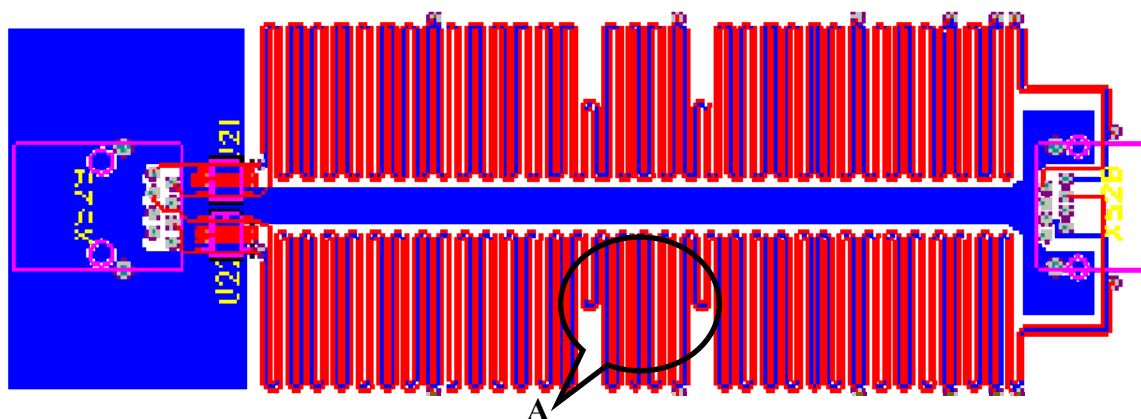


Рисунок 5.24 – Макет семикаскадного МФ 4

Таким образом, представленные результаты эксперимента подтвердили уменьшение излучаемых эмиссий от МФ на частоте его первого резонанса на 20 дБ по сравнению с низкими частотами.

5.7. Модальный фильтр с лицевой связью

Симметричный модальный фильтр. Структура МФ с лицевой связью (см. рисунок 5.1,з) основана на связанных линиях с лицевой электромагнитной связью. При этом, как было показано в разделе 3, амплитуда импульсов разложения меньше, чем для структур со слабой связью, и определяется выражением для нормированных амплитуд (3.8). На основе формулы (3.8) получена зависимость амплитуд импульсов разложения от толщины диэлектрической подложки h (см. рисунок 3.6,в) при параметрах структуры: $w = 1$ мм, $w_1 = 1,15$ мм, $t = 105$ мкм, $s = 4,87$ мм, $h = 0,125, \dots, 4$ мм, $\varepsilon_r = 5$. Видно, что при меньших толщинах диэлектрика можно получить меньшие амплитуды импульсов разложения на выходе МФ. Параметрическая оптимизация выполнялась по критерию максимизации значения Δt с учетом требований миниатюризации, экономической целесообразности и максимального пропускаемого тока. Используя генетический алгоритм, можно найти оптимальные значения геометрических параметров для фиксированного значения одной из характеристик исследуемой структуры. В данном случае такой характеристикой является волновое сопротивление, значение которого выбрано $Z = 50$ Ом в соответствии с измерительным трактом осциллографа, к которому подключается макет. Параметрическая оптимизация генетическим алгоритмом проводилась для значений ширины полосок $w = 2-3,4$ мм, $w_1 = 0,5-1,7$ мм и расстояния между ними $s = 2-3$ мм. Диапазоны значений этих геометрических параметров устанавливались, исходя из ограниченной общей ширины реального поперечного сечения структуры. Толщина полосок $t = 0,105$ мм и диэлектрического материала $h = 0,29$ мм была выбрана из широко распространенного ряда значений с учетом максимального тока в проводниках. Материал с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 5$ (стеклотекстолит) выбран из соображений

дешевизны и общедоступности. По результатам оптимизации изготовлен макет МФ с лицевой связью длиной $l = 0,65$ м (рисунок 5.25,а).

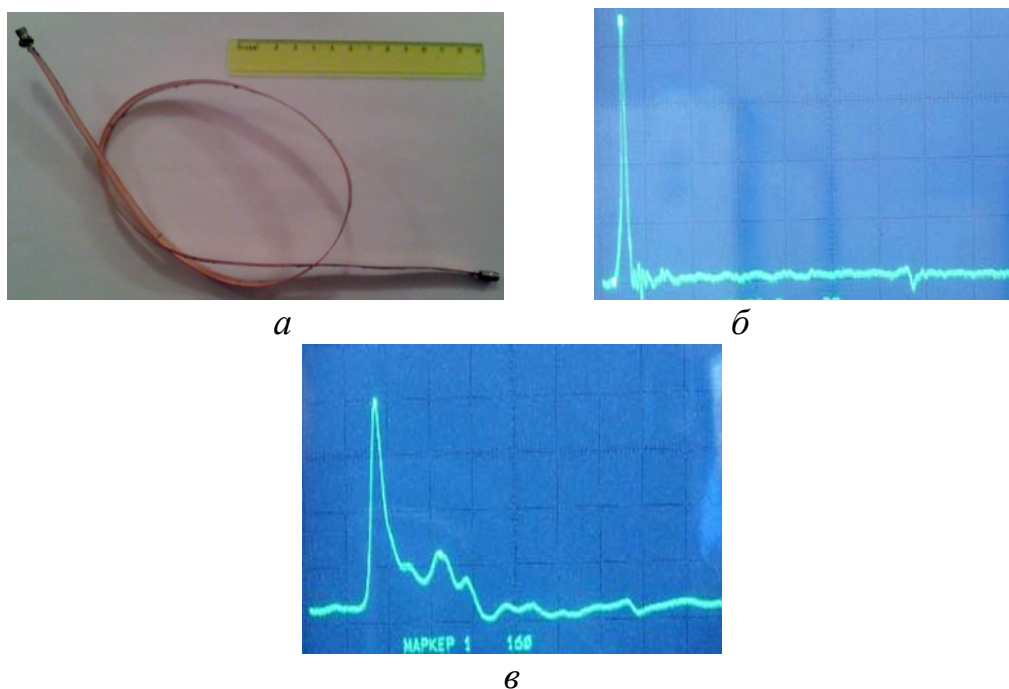


Рисунок 5.25 – Модальный фильтр с лицевой связью: а – макет; б – осциллограммы напряжения на входе с аттенюатором 20 дБ; в – на выходе без аттенюатора

Исследовано влияние отклонения геометрических параметров изготовленного макета от заданных. Геометрические параметры макета измерялись через каждые 5 см и вычислялись их средние арифметические значения. Результаты вычислений характеристик МФ в системе TALGAT для исходных и средних значений приведены в таблице 5.9. Из таблицы 5.9 видно, что характеристики изготовленного макета модального фильтра имеют незначительные отклонения. Значения Δt отличаются на 3 %. Важно, что волновое сопротивление $Z = (Z_e Z_o)^{1/2} = 52,3$ Ом незначительно (на 4,6 %) отличается от сопротивления 50 Ом измерительного тракта.

Результаты эксперимента представлены на рисунке 5.25,б, в. Входное воздействие (см. рисунок 5.25,б) – импульс амплитудой 229 мВ (с учетом аттенюатора 20 дБ) и длительностью около 800 пс. Воздействие подавалось между активным и опорным проводниками в соответствии со схемой включения, используемой

при компьютерном моделировании. Отличительной особенностью схемы включения для натурного эксперимента является наличие соединителей СРГ-50 на концах МФ. На рисунке 5.25,в показана осциллограмма сигнала на выходе МФ, измеренного без аттенюатора. Видно, что выходной сигнал представляет собой сумму двух импульсов, как и при компьютерном моделировании, что подтверждает возможность ослабления СКИ в МФ с лицевой связью. Временной интервал между вершинами (разность задержек четной τ_e и нечетной τ_o мод) составляет 3 нс, что на 0,7 нс больше, чем при компьютерном моделировании. Формы импульсов на выходе МФ значительно отличаются от форм, полученных при компьютерном моделировании, – они намного шире и сливаются в один импульс. Их амплитуды составляют 38 мВ и 10 мВ (с учетом аттенюатора 20 дБ), что соответственно в 6 раз и 23 раза меньше амплитуды входного воздействия. Это объясняется тем, что основная часть нечетной моды сигнала распространяется в диэлектрике, следовательно, она подвергается большему влиянию диэлектрических потерь, чем четная мода. Кроме этого, влияет и различие волновых сопротивлений мод. Таким образом, в МФ с лицевой связью имеют место уменьшение входного воздействия почти в 5 раз и эффект модального разложения. Следовательно, результаты экспериментов подтверждают возможность ослабления помех в МФ с лицевой связью.

Таблица 5.9 – Значения характеристик макета модального фильтра

Параметры	w , мм	s , мм	w_1 , мм	$\Delta\tau$, нс/м	V_1 , В	V_2 , В	Z_o , Ом	Z_e , Ом	$(Z_e Z_o)^{1/2}$, Ом
Исходные	3,35	3,0	1,62	3,26	0,1	0,1	6,56	386,8	50,4
Измеренные	3,30	3,6	2,10	3,36	0,1	0,1	6,65	411,2	52,3

Асимметричный модальный фильтр. Приведенные результаты моделирования показывают, что МФ с лицевой связью имеет наибольшую разность задержек мод. Экспериментальное моделирование исследуемого макета МФ свидетельствует, что он обладает большой разностью задержек мод и способностью разлагать СКИ. Поэтому в системе TALGAT спроектирован ряд новых МФ с лицевой связью в виде печатных плат с заданными параметрами

поперечного сечения (рисунок 5.26). Их особенностью является асимметрия из-за выполнения опорного проводника не в П-образном виде, а полоской, что упрощает изготовление МФ.

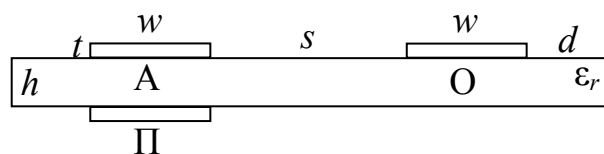


Рисунок 5.26 – Поперечное сечение асимметричного модального фильтра

Параметры МФ: $s = 5, 10, 15$ мм; $w = 5, 10, 15$ мм; $h = 0,5; 1; 1,5$ мм, $t = 105$ мкм, $d = w$, $\epsilon_r = 4$. Воздействие подавалось между активным (А) и опорным (О) проводниками. Параметры импульсного источника э.д.с.: $t_r = t_f = t_d = 1$ нс, $E_0 = 2$ В. Длина МФ $l = 0,75$ м. Вычислялись формы сигнала в начале и конце активного проводника МФ, значения погонных задержек и их разница, среднее геометрическое значение импедансов четной и нечетной мод, коэффициент ослабления в одном отрезке по формуле (3.5). В рассматриваемой структуре активный и пассивный проводники расположены асимметрично относительно опорного, что усложняет согласование. Однако полагалось, что сопротивления R одинаковы и равны среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод $(Z_e Z_o)^{1/2}$. Формы сигнала, вычисленные для $h = 0,5; 1; 1,5$ мм, представлены на рисунке 5.27, а остальные параметры приведены в таблице 5.10. Сигналы представлены только для $s = 5$ мм, так как вычисления показали, что изменение s незначительно влияет на амплитуду и форму сигналов для каждого значения w . Однако в таблице 5.10 приведены вычисленные значения для всех рассматриваемых s .

Вначале рассмотрим случай без учета потерь. Из рисунков видно, что полное разложение сигнала при выбранной длине и параметрах сигнала не происходит. Но оно и не требуется, поскольку это только увеличивает провал между двумя разложенными импульсами, а их амплитуды изменяться не будут (см. рисунок 5.27). С другой стороны, если увеличивать совмещение импульсов, то произойдет увеличение выброса и снижение эффективности защиты. Однако требуемый результат достигим за

счет правильного выбора параметров МФ для определенных параметров сигнала. Из рисунка 5.27 видно, что МФ ослабляет входной импульс: в среднем в 5,3 раза при $h = 0,5$ мм; в 4 раза при $h = 1$ мм; в 3,5 раза при $h = 1,5$ мм. При этом увеличение значений w увеличивает ослабление МФ для определенных значений h . Согласно таблице 5.10 максимальное значение $\Delta\tau$ равно 3 нс/м для $h = 0,5$ мм и уменьшается до 2,67 нс/м с увеличением значения h ($w = s = 15$ мм).

Таблица 5.10 – Вычисленные значения характеристик асимметричного модального фильтра

h , мм	w , мм	s , мм	τ_e , нс/м	τ_o , нс/м	$\Delta\tau$, нс/м	$(Z_e Z_o)^{1/2}$, Ом	V_A , В	V_S , В
0,5	5	5	3,70	6,37	2,67	58	0,219	0,220
		10	3,61	6,37	2,76	65	0,200	0,200
		15	3,58	6,37	2,80	70	0,190	0,190
	10	5	3,62	6,49	2,86	39	0,182	0,184
		10	3,56	6,49	2,93	43	0,166	0,174
		15	3,53	6,49	2,96	46	0,157	0,167
	15	5	3,60	6,54	2,94	31	0,161	0,162
		10	3,53	6,54	3,01	34	0,147	0,156
		15	3,50	6,54	3,04	36	0,139	0,150
1	5	5	3,93	6,23	2,29	75	0,280	0,280
		10	3,80	6,23	2,43	85	0,257	0,270
		15	3,73	6,23	2,49	92	0,244	0,260
	10	5	3,83	6,39	2,55	51	0,239	0,240
		10	3,70	6,39	2,67	58	0,218	0,230
		15	3,65	6,39	2,73	63	0,200	0,220
	15	5	3,78	6,46	2,68	41	0,215	0,210
		10	3,66	6,46	2,79	46	0,196	0,200
		15	3,61	6,46	2,84	49	0,186	0,200
1,5	5	5	4,12	6,13	2,00	86	0,318	0,320
		10	3,94	6,13	2,18	98	0,293	0,311
		15	3,86	6,13	2,27	106	0,279	0,300
	10	5	3,99	6,30	2,31	60	0,277	0,280
		10	3,88	6,30	2,47	68	0,253	0,269
		15	3,76	6,30	2,54	73	0,240	0,260
	15	5	3,93	6,34	2,46	48	0,251	0,25
		10	3,78	6,40	2,61	54	0,230	0,243
		15	3,71	6,40	2,68	59	0,218	0,235

Кроме того, Δt незначительно изменяется при изменении s для каждого значения w , но увеличение ширины w приводит к увеличению Δt . Значения амплитуд разложенных импульсов также зависят от параметров h , s и w (см. таблицу 5.10, столбцы V_A и V_S). Видно, что вычисленные по формуле (3.9) амплитуды V_A почти совпадают с V_S для случаев, показанных на рисунке 5.27.

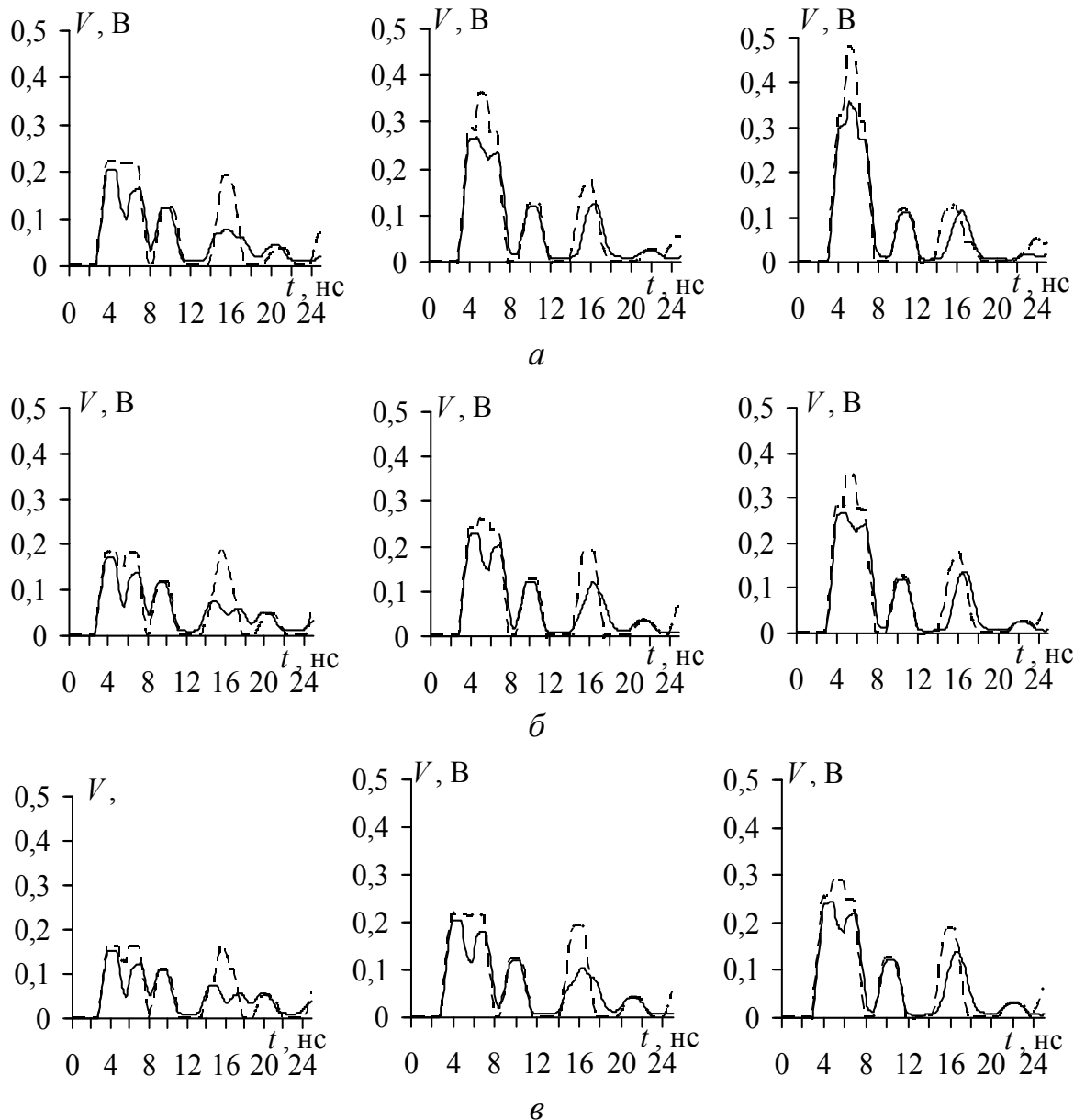


Рисунок 5.27 – Формы сигнала в конце активного проводника модального фильтра при $h=0,5$ мм (левый столбец), 1 мм (средний столбец), 1,5 мм (правый столбец) и $s=5$ мм для $w=5$ мм (а), 10 мм (б), 15 мм (в) без учета (---) и с учетом (—) потерь

Следовательно, выражение (3.5), полученное для симметричной структуры, может использоваться для оценки ослабления сиг-

нала в асимметричной структуре, но при сопротивлении резисторов, равном среднегеометрическому значению импедансов четной и нечетной мод $(Z_e Z_o)^{1/2}$.

При сравнении форм сигнала в конце активного проводника с учетом и без учета потерь видно, что амплитуда импульсов уменьшается и значение амплитуды для четной моды меньше, чем для нечетной моды. Для оценки влияния потерь на форму сигнала на выходе МФ в таблице 5.11 представлены максимальные значения амплитуд для случая без учета (V) и с учетом (V_L) потерь.

Таблица 5.11 – Максимальные значения амплитуд на выходе модального фильтра для случая без учета (V) и с учетом (V_L) потерь и их отношение при $s = 5$ мм

w , мм	$h = 0,5$ мм			$h = 1$ мм			$h = 1,5$ мм		
	V , В	V_L , В	V_L/V	V , В	V_L , В	V_L/V	V , В	V_L , В	V_L/V
5	0,218	0,205	0,94	0,357	0,266	0,74	0,477	0,353	0,74
10	0,181	0,171	0,94	0,258	0,227	0,87	0,347	0,267	0,76
15	0,162	0,152	0,94	0,214	0,205	0,95	0,289	0,242	0,83

Из данных таблицы следует, что для обоих случаев (без учета и с учетом потерь) ослабление МФ возрастает с уменьшением значений h и увеличением w . Для этих тенденций влияние потерь мало, но становится более выраженным (до 74 % относительно случая без учета потерь) при увеличении значения h и уменьшении значения w . Основной причиной такого воздействия является то, что на четную моду потери влияют сильнее, а именно ею определяется максимальное значение выходного сигнала.

Изготовлено семь макетов длиной $l = 0,2$ м (рисунок 5.28) из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита с толщиной диэлектрика 0,18 мм и толщиной фольги 35 мкм. Ко входам и выходам каждого из макетов установлены соединители SMA.

Для удобства каждому макету присвоен порядковый номер.

1. Макет с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм без пассивного проводника и без лака.
2. Макет с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм без лака.
3. Макет с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм в лаке.

4. Макет с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм на металлическом основании без лака.
5. Макет с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм с закороченными между собой пассивным и общим проводниками без лака.
6. Макет с $w = 3$ мм, $s = 1$ мм без лака.
7. Макет с $w = 2$ мм, $s = 1$ мм без лака.



Рисунок 5.28 – Фотография макетов модальных фильтров

Выполнены экспериментальные исследования, где в качестве входного воздействия выбран импульс амплитудой 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительностью 820 пс по уровню 0,1. Входное воздействие с учетом влияния измерительного тракта (два перехода с метрической резьбы на дюймовую) и соединителей SMA (рисунок 5.29) амплитудой 583 мВ и длительностью по уровню 0,1 около 1 нс представлено на рисунке 5.30,а. Как видно, переходы и соединители незначительно уменьшают сигналы по амплитуде и создают отражения. Для всех приведенных здесь и далее осциллограмм цена деления составляет 100 мВ и 1 нс.

На рисунке 5.30,б приведены временные отклики макета 1, которые отличаются от входного воздействия, что объясняется наличием отражений в структуре исследуемого макета из-за его рассогласования с измерительным трактом. Макет 1 сделан специально для сравнения с результатами экспериментального моделирования макетов МФ.

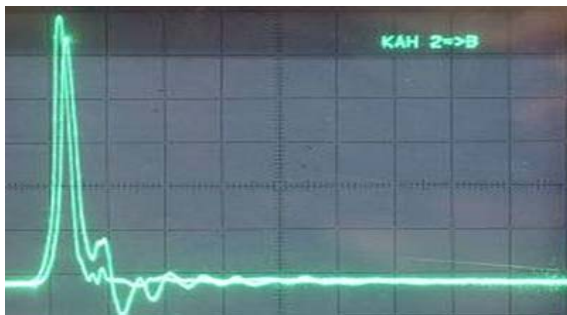


a



б

Рисунок 5.29 – Измерительный тракт (*a*) и включенные в него соединители SMA (*б*)



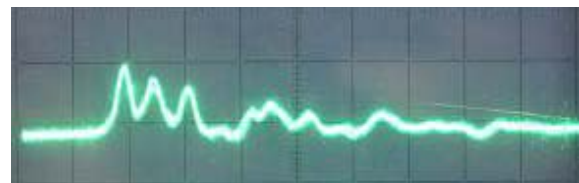
a



б



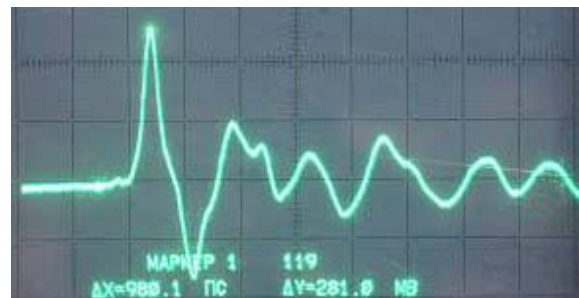
в



г



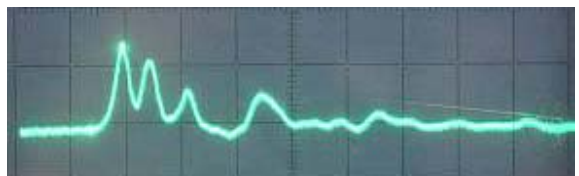
д



e



ж



з

Рисунок 5.30 – Входное воздействие без учета и с учетом влияния измерительного тракта и соединителей SMA (*a*); формы сигнала на выходе: макета 1 (*б*), МФ 2 (*в*), МФ 3 (*г*), МФ 4 (*д*), МФ 5 (*e*), МФ 6 (*ж*), МФ 7 (*з*)

Отличием макета 1 от макетов МФ является отсутствие пассивного проводника во втором слое (т.е. макет 1 состоит только из прямого и обратного проводников и поэтому не является МФ), что резко меняет его характеристики. Важно отметить, что перерасчет волнового сопротивления привел бы к изменению структуры поперечного сечения этого макета, а именно к уменьшению расстояния между прямым и обратным проводниками. Таким образом, макет 1 по сравнению с макетами МФ отличался бы не только отсутствием пассивного проводника. Следовательно, сравнивать результаты экспериментального моделирования МФ с таким макетом было бы некорректно. На рисунке 5.30,*в* представлен временной отклик макета МФ 2, откуда видно, что в результате влияния модального разложения амплитуды выходных импульсов составили 113 мВ (первый импульс) и 91 мВ (второй импульс), что примерно в 3 раза меньше амплитуды импульса на выходе макета 1 (см. рисунок 5.30,*б*) и в 6 раз меньше амплитуды входного воздействия (см. рисунок 5.30,*а*). Разность задержек распространения этих импульсов составляет примерно 0,6 нс, что совпадает с результатами предварительного компьютерного моделирования ($3 \text{ нс/м} \times 0,2 \text{ м} = 0,6 \text{ нс}$). Третий импульс амплитудой 74 мВ и последующие импульсы являются отраженными, так как поступают на выход макета МФ с двойной задержкой. На рисунке 5.30,*г* представлен отклик макета МФ 3, отличающегося от МФ 2 только наличием покрытия из лака. Видно, что влияние лака на распространение сигнала в асимметричном МФ незначительно. На рисунке 5.30,*д* представлен сигнал макета МФ 4 (изготовлен на металлическом основании). Видно, что он не подвергся влиянию модального разложения. Амплитуда сигнала на выходе этого макета, как и на выходе макета 1, составила 358 мВ. На рисунке 5.30,*е* представлен сигнал макета МФ 5 (с КЗ на его концах). Сигнал уменьшился по амплитуде до 280 мВ. На рисунках 5.30,*ж*, *з* представлены отклики макетов МФ 6 и МФ 7 (более узких за счет меньших значений параметров w и s) с максимальными амплитудами выходных импульсов 153 мВ и 142 мВ, которые ненамного больше амплитуд импульсов на выходе макетов МФ 2 и МФ 3 (113 мВ). Однако расстояние между активным и общим проводниками в макетах МФ 6 и МФ 7 уменьшено в 4 раза

и составляет 1 нс. Разность задержек этих импульсов, так же как и в макетах МФ 2 и МФ 3, составляет 0,6 нс.

Таким образом, экспериментально подтверждено разложение СКИ в асимметричных МФ с лицевой связью. Показано уменьшение входного воздействия (почти в 5 раз) за счет эффекта модального разложения.

Выполнено моделирование эксперимента (с точным учетом реальной формы воздействия) в системе TALGAT для макета МФ 2. Результаты моделирования представлены на рисунке 5.31,а, формы сигналов, полученных экспериментально и при моделировании, показаны на рисунке 5.31,б. Амплитуда первого импульса, полученная при эксперименте, равна 113 мВ, а при моделировании – 100 мВ (различие составляет $\pm 6\%$). Амплитуда второго импульса, полученная при эксперименте, равна 91 мВ, а при моделировании – 73 мВ (различие составляет $\pm 11\%$). Задержка между этими импульсами при эксперименте равна 0,6 нс, а при моделировании – 0,71 нс (различие составляет $\pm 8,4\%$). Совпадение можно считать удовлетворительным.

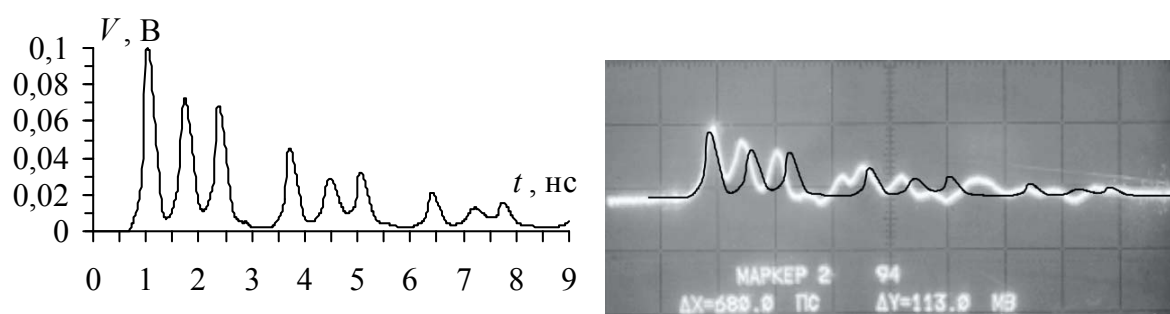
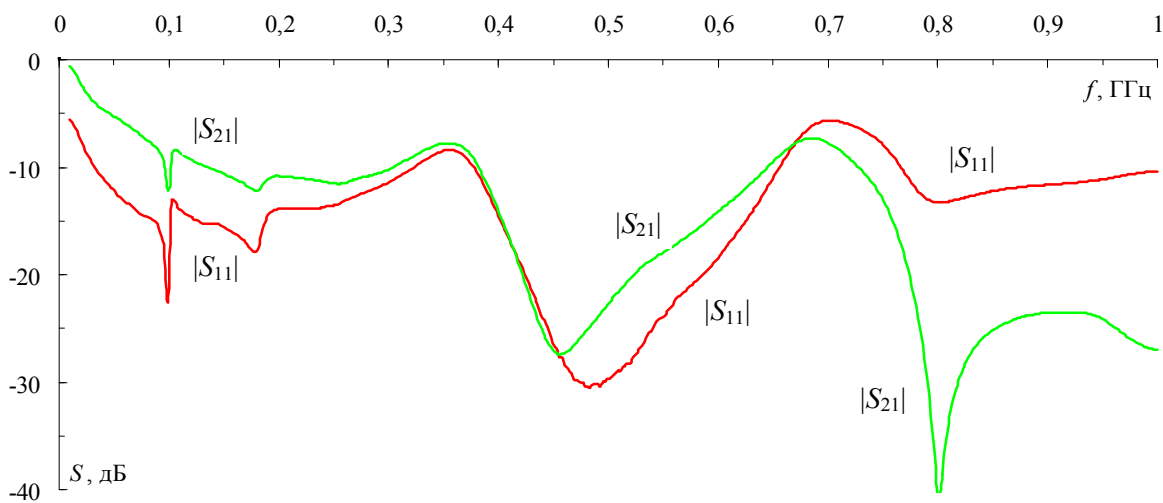


Рисунок 5.31 – Результаты моделирования (а), сравнение результатов моделирования и эксперимента (б) для макета МФ 2

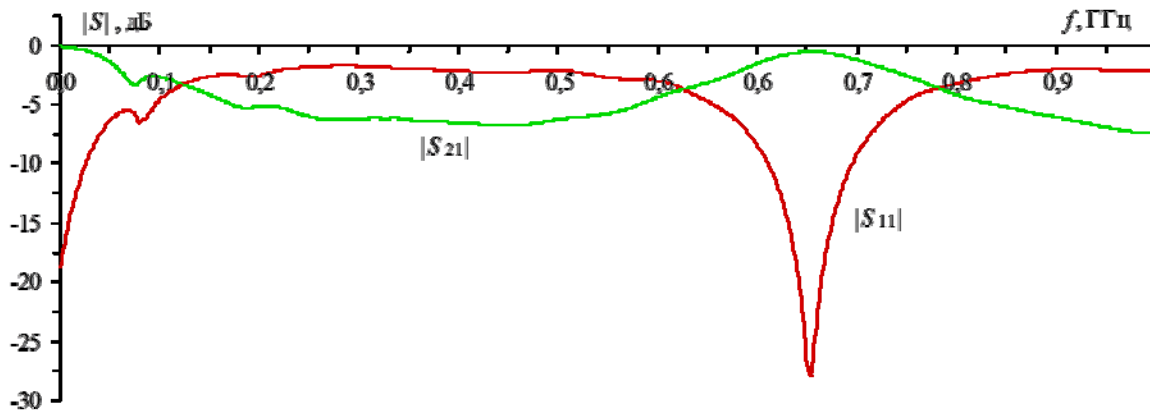
Далее представлены экспериментальные исследования частотных характеристик макета 1 и макета МФ 2, которые проводились с помощью измерителя модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-40. Графики измеренных частотных зависимостей модуля коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и отражения $|S_{11}|$ макетов МФ 2 и макета 1 в диапазоне частот до 1 ГГц приведены на рисунке 5.32.

Видно, что полоса пропускания макета МФ 2 около 40 МГц (по уровню 3 дБ), а на частоте 800 МГц (частота первого резонан-

са) значение $|S_{21}|$ резко падает до минус 40 дБ (в 100 раз). Для сравнения результатов компьютерного и экспериментального моделирования воспользуемся формулой, связывающей частоту первого резонанса с разностью задержек мод в многопроводной линии передачи, а именно $f_o = 1/(2l|\tau_e - \tau_o|)$. Подставив в нее значения длины исследуемого макета МФ $l = 0,2$ м и погонной разности задержек распространения мод 3 нс/м, получим $f_o = 833$ МГц, что с незначительным отклонением (4 %) соответствует результату, измеренному прибором P2M-40.



a



б

Рисунок 5.32 – Зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для макета МФ 2 (*a*) и макета 1 (*б*): эксперимент (—) и моделирование (- - -)

Однако кривая $|S_{21}|$ для макета 1 имеет совершенно другую форму и на частоте 800 МГц резонанс отсутствует (рисунок 5.32,б). Таким образом, экспериментально подтверждено на-

личие сильного затухания (40 дБ) на частоте первого резонанса МФ с лицевой связью.

Контрольные вопросы

1. Каковы общие подходы к проектированию МФ?
2. Каковы особенности выбора структуры поперечного сечения МФ?
3. Как изменяется разность погонных задержек мод при изменении параметров поперечного сечения МФ?
4. Как влияет увеличение количества каскадов на сигнал в конце активного проводника МФ?
5. В чем особенность МФ с TVS-сборкой?
6. В чем отличия МФ с лицевой и боковой связью?

Заключение

Рассмотрена актуальная в области ЭМС проблема помехоустойчивости РЭА. Представлен материал о модальных искажениях в связанных линиях. Показано, что за счет диэлектрического покрытия печатных плат уменьшается разность погонных задержек мод в трассах печатных плат МПЛП и, как следствие, происходит минимизация модальных искажений. Для многопроводных микрополосковых структур существует оптимальная толщина покрытия, которое уменьшает модальные искажения. Представлены условия уменьшения влияния модальных искажений на форму импульса и разложения импульса в многопроводных межсоединениях с неоднородным диэлектрическим заполнением. При этом достаточно выполнить вычисление разности погонных задержек мод без вычисления временного отклика. Таким образом, применение представленного материала позволит уменьшить искажения полезного сигнала в связанных структурах. Показана возможность нетрадиционного использования влагозащитного покрытия для уменьшения модальных искажений в проектируемой печатной плате, а также в изготовленном печатном узле.

Рассмотрена технология модальной фильтрации, основанная на разложении сигнала в линиях передачи. Приведены формулы: для амплитуд напряжения импульсов разложения в проводниках согласованной МПЛП; связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами; для вычисления коэффициента ослабления на каскад МФ. Представлены результаты одиночного и многокаскадного использования МФ, а также их совместного использования с традиционными методами защиты. Представлен материал, показывающий, что широко распространенные плоские силовые кабели, наряду с основным назначением, можно использовать в качестве защиты от опасных импульсов за счет их деления на импульсы меньшей амплитуды. Применение этой технологии позволит повысить устойчивость РЭА к воздействию кондуктивных помех по цепям питания и сигналов.

Технологию модального разложения и восстановления, кратко называемую модальным воздействием, предлагается использовать для выявления скрытых возможностей модального разложения и

последующего восстановления импульсных или синусоидальных сигналов помех опасной амплитуды в структурах РЭА. Сформулировано условие восстановления импульса в конце структуры из произвольного числа отрезков линий передачи. Показано, что в структурах связанных линий печатных плат РЭА в зависимости от расстояния между сигнальными проводниками и близости их к опорному может меняться знак разности задержек мод, а значит, модальное воздействие (при импульсном и гармоническом сигналах) может иметь место в печатных платах (даже без учета распространения сигнала в подключаемых кабелях). Таким образом, показана возможность проникновения вредных импульсных и гармонических воздействий в разных видах многопроводных межсоединений кабелей и печатных плат, минуя защитные приборы, обнаружен широкий круг способствующих этому структур (антиподов).

Описываются устройства для помехозащиты РЭА, разработанные на основе технологии модальной фильтрации. Достоинства устройств, повышающих помехоустойчивость, надежность, радиационную стойкость РЭА: отсутствие специальных защитных компонентов; возможность интегрированной реализации только за счет выбора параметров самого межсоединения; возможность реализации принципа на различных уровнях (печатный компонент, кабель, блок); возможность отказа от других средств защиты, их упрощения, а также улучшения работы за счет использования этого принципа; эффективная защита на высоких частотах.

Литература

1. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/> (дата обращения: 18.05.2018).
2. Гизатуллин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания : моногр. / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.
3. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design, Third Edition / R.L. Ozenbaugh, T.M. Pullen. – CRC Press, 2011. – 272 p.
4. Ott H.W. Electromagnetic Compatibility Engineering / H.W. Ott. – USA, New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2009.
5. Joffe E.B. Grounds for Grounding / E.B. Joffe, K.-S. Lock. – USA, New Jersey, Hoboken, Wiley-IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2010.
6. Huray P. The foundations of signal integrity / P. Huray. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 340 p.
7. Hall S. Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs / S. Hall, H. Heck. – Wiley-IEEE Press, 2009. – 660 p.
8. Paul C. Transmission Lines in Digital and Analog Electronic Systems: Signal Integrity and Crosstalk / C. Paul. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 299 p.
9. Paul C. Transmission Lines in Digital Systems for EMC practitioners / C. Paul. – Wiley-IEEE Press, 2012. – 270 p.
10. Li E.-P. Electrical Modeling and Design for 3D System Integration: 3D Integrated Circuits and Packaging, Signal Integrity, Power Integrity and EMC / E.-P. Li. – Wiley-IEEE Press, 2012. – 366 p.
11. Redoute J.-M. EMC of analog integrated circuits / J.-M. Redoute, M. Steyaert. – Springer, 2010.
12. Mendizabal J.S. GPS & Galileo: Dual RF Front-end Receiver and Design, Fabrication, and Test / J.S. Mendizabal, R.P. Berenguer, J.L. Meléndez. – The McGraw-Hill, 2009.
13. Labarre C. Circuit Analysis of an EMI Filter for the prediction of its magnetic near-field emissions / C. Labarre, F. Costa // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 56, N 5. – P. 290–298.

14. Reconstruction of Dispersive Dielectric Properties for PCB Substrates Using a Genetic Algorithm / J. Zhang [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, N 3. – P. 600–610.

15. Perez R. Special Issue on aerospace electromagnetic compatibility / R. Perez, J.A. Lukash // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, N 3. – P. 453–454.

16. Kim J. Special Issue on PCB level signal integrity, power integrity, and EMC / J. Kim, E. Li // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2010. – Vol. 52, N 2. – P. 246–247.

17. Special Issue on Applications of Nanotechnology in Electromagnetic Compatibility (nano-EMC) / M. D'Amore [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 54, N 1. – P. 2–5.

18. Tzong L.W. A Novel Dual-Function Circuit Combining High-Speed Differential Equalizer and Common-Mode Filter With an Additional Zero / L.W. Tzong, Y.H. Chih // IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters. – 2014. – Vol. 24, N 9. – P. 617–619.

19. Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter / B.-J. Hu [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – 2013. – Vol. 55, N 5. – P. 901–908.

20. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter / C. Cuellar [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, N 3. – P. 1157–1166.

21. Xu C. Design Theory and Implementation of a Planar EMI Filter Based on Annular Integrated Inductor-Capacitor Unit / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 28, N 3. – P. 1167–1176.

22. Passive and Active Hybrid Integrated EMI Filters / M.L. Heldwein [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2009. – Vol. 25, N 5. – P. 1340–1349.

23. 3-D Electromagnetic Modeling of Parasitics and Mutual Coupling in EMI Filters / T. Friedli [et al.] // IEEE Trans. on Power Electron. – 2014. – Vol. 29, N 1. – P. 135–149.

24. Xu C. Extraction of Magnetic Parameters for Elements of a Planar EMI Filter / C. Xu, S. Wang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. – 2013. – Vol. 56, N 2 – P. 360–366.

25. 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: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.

26. Jones E.M.T. Coupled-Strip-Transmission-Line and Directional Couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1956. – Vol. 4. – P. 75–81.

27. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters / B.M. Schiffman // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. – 1958. – Vol. 4. – P. 232–237.

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

29. Сержантов А.М. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / А.М. Сержантов, Б.А. Беляев // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2000) : материалы 10-й Междунар. конф., Севастополь, Украина, 11–15 сентября 2000 г. – Севастополь: Вебер, 2000. – С. 369–370.

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

31. Пат. 2138887 Российская Федерация. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты) / Осипенков В.М., Веснин С.Г. – № 97119298/09 ; заявл. 11.11.97; опубл. 27.09.99.

32. Пат. 2174737 Российская Федерация. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр / Хрусталева В.А., Востряков Ю.В., Разинкин В.П., Рубанович М.А. – № 2000100670/09 ; заявл. 10.01.00; опубл. 2001.

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

34. Малютин Н.Д. Неотражающие фильтры-четырёхполюсники (фильтры поглощающего типа) / Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов, Д.Е. Владимиров // Материалы всероссийской научно-практической конференции «Проблемы современной радио-

электроники и систем управления». – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. – С. 112–114.

35. Малютин Н.Д. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ- и СВЧ-аппаратуры / Н.Д. Малютин, Д.Е. Владимиров // Труды второй всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2003. – С. 239–241.

36. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров.– М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.

37. Заболоцкий А.М. Импульсные сигналы в многопроводных линиях передачи. Методы, алгоритмы и программы для анализа многопроводных линий передачи и способы уменьшения искажений импульсных сигналов в них : моногр. / А.М. Заболоцкий. – Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 164 с.

38. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата : дис. ... д-ра техн. наук / А.М. Заболоцкий. – Томск, 2016. – 295 с.

39. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий : дис. ... д-ра техн. наук / Т.Р. Газизов. – Томск, 2010. – 357 с.

Учебное издание
Заболоцкий Александр Михайлович
Газизов Тальгат Рашитович
ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ:
МОДАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
Учебное пособие
Подписано в печать 27.06.18. Формат 60x84/16.
Усл. печ. л. 7,67. Тираж 100 экз. Заказ 250.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники.
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.