

Федеральное агентство по образованию

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов

**Временной отклик
многопроводных линий передачи**

**Томск
2007**

УДК 621.372.2.052.3.018.78
ББК 32.88-019
З 125

*Монография подготовлена и издана
за счет средств национального проекта
«Образование»*

Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.

З 125 Временной отклик многопроводных линий передачи. – Томск:
Томский государственный университет, 2007. – 152 с.

ISBN 5-94621-227-3

Изложены методы и приведены алгоритмы вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи. Представлены результаты моделирования временного отклика на импульсные сигналы для реальных структур печатных плат и кабельных линий. Исследованы новые модальные явления в многопроводных линиях передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением. Приведены отлаженные коды программ в системе TALGAT.

Для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, студентов и аспирантов радиотехнических специальностей.

УДК 621.372.2.052.3.018.78
ББК 32.88-019

Рецензент: д.т.н., проф. Ю.М. Казанцев,
ОАО «Научно-производственный центр «Полус»

ISBN 5-94621-227-3

© А.М. Заболоцкий, 2007
© Т.Р. Газизов, 2007

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
1. Вычисление временного отклика многопроводных линий передачи.....	9
1.1. Обзор исследований по вычислению временного отклика многопроводных линий передачи	9
1.2. Теоретические основы моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи.....	14
1.2.1. Решение волновых уравнений.....	15
1.2.2. Уравнения отрезка многопроводной линии передачи.....	16
1.2.3. Формулировка уравнений схемы для моделирования временного отклика.....	18
1.2.4. Моделирование временного отклика с учетом дисперсии	20
2. Программная реализация моделей	21
2.1. Программная реализация алгоритмов	21
2.1.1. Алгоритмы	21
2.1.2. Сравнительный анализ моделей.....	22
2.2. Вычисление временного отклика в системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости	30
2.2.1. Реализация вычисления временного отклика	30
2.2.2. Тестирование реализации	35
3. Распространение импульсного сигнала в межсоединениях печатных плат.....	44
3.1. Дальняя перекрестная помеха в многопроводном отрезке микрополосковой линии при воздействии на несколько проводников.....	44
3.2. Искажения импульсных сигналов в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы	47
3.2.1. Фрагмент 1: две связанные линии.....	49
3.2.2. Фрагмент 2: четыре последовательно соединенных отрезка линий	62
3.3. Целостность сигналов в многопроводной шине многослойной печатной платы.....	71
4. Распространение импульсного сигнала в меандровых линиях.....	77
4.1. Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях с одним и двумя витками.....	77
4.1.1. Меандровая линия из одного витка	78
4.1.2. Меандровая линия из двух витков	81
4.2. Анализ целостности сигнала в реальной многослойной печатной плате	83
4.2.1. Фрагмент 1: меандровая линия из одного с половиной витка.....	84
4.2.2. Фрагмент 2: меандровая линия из двух витков с проводниками на соседнем слое.....	85
5. Модальные явления в многопроводных межсоединениях	88

5.1. Модальные искажения импульсного сигнала.....	88
5.1.1. Микрополосковые линии	88
5.1.2. Плоские и центрально-симметричный кабели	92
5.1.3. Искажения сигналов в виде меандра и синусоиды.....	96
5.2. Разложение импульсного сигнала	100
5.2.1. Кабели.....	104
5.2.2. Межсоединения печатных плат.....	109
5.2.3. Специальные компоненты	110
5.2.4. Экспериментальное моделирование	111
5.3. Разложение и восстановление импульсного сигнала.....	113
5.3.1. Микрополосковые линии	113
5.3.2. Силовые кабели	115
Литература.....	119
Приложение.....	125

ВВЕДЕНИЕ

В устройствах радиоэлектронной и электронной техники для передачи и обработки информации существенную роль играет контроль паразитных эффектов. Одни из них обусловлены межсоединениями электронных схем [1], другие – влиянием непреднамеренных и преднамеренных электромагнитных помех [2 – 4].

В одиночном межсоединении импульсный сигнал задерживается по времени из-за конечной скорости распространения и затухает по амплитуде из-за потерь в материалах межсоединения. Изменение геометрических параметров и параметров материалов межсоединения по его длине приводит к изменению задержки и потерь по длине межсоединения [5]. Важное влияние на искажения сигнала, передаваемого по межсоединению, оказывают нагрузки или неоднородности, расположенные в начале, конце или по длине межсоединения [6]. Величина, полярность и форма отражённой части сигнала зависят от соотношения нагрузки с волновым сопротивлением межсоединения и от характера нагрузки (резистивная, комплексная). С повышением плотности монтажа электронных схем увеличиваются электромагнитные взаимовлияния между различными межсоединениями, что особенно характерно для плотных и разветвленных межсоединений цифровых схем [7]. Поэтому межсоединения рассматривают как связанные линии передачи с распределенными параметрами или, в общем случае, как многопроводные линии передачи (МПЛП). Импульсные сигналы, передаваемые по таким межсоединениям, подвергаются, кроме перечисленных выше, дополнительным амплитудным и фазовым искажениям (перекрестным помехам), вызванным электромагнитными наводками от соседних межсоединений, а также различием скоростей распространения многочисленных мод, возбуждаемых в МПЛП [8].

Снижение уровней сигналов и широкое внедрение электронной аппаратуры, а также рост возможностей и доступность мощных источников электромагнитных воздействий, обострили проблему непреднамеренных и преднамеренных электромагнитных помех. Особо опасными из них представляются кондуктивные помехи, (которые могут подаваться и проникать в аппаратуру непосредственно по проводникам межсоединений): мощность генераторов может составлять сотни гигаватт в наносекундном диапазоне и десятки мегаватт в пикосекундном [9].

Ряд ведущих фирм и университетов мира интенсивно исследуют явления, которые происходят в межсоединениях электронных схем. Теоретические работы В.И. Коваленкова [10, 11] по анализу связанных линий передачи во многом предопределили появление важных теоретических

исследований по анализу МПЛП, выполненных П.И. Кузнецовым и опубликованных в сборнике статей [12], который дважды переиздавался в США [13] и стал предметом многочисленных ссылок современных исследователей межсоединений. Значительный вклад в анализ МПЛП внесен применительно к линиям электропередачи [14]. Важные для теории многопроводных линий передачи выводы телеграфных уравнений из уравнений Максвелла представлены, например, в работах [15, 16]. Исследования многопроводных структур успешно развивались отечественными учёными применительно к созданию устройств СВЧ-техники: на основе планарных многопроводных линий [16, 17]; с применением более сложных многосвязных полосковых структур с неравной физической длиной связанных линий в области их связи [18]. Однако исследовались межсоединения и быстродействующих цифровых схем: для случая одиночных линий с распределёнными по длине нагрузками [19]; для двух связанных линий [20]; для многопроводных межсоединений в однородной [21] и неоднородной диэлектрической среде [22]. Интересные аспекты межсоединений для пикосекундных сигналов показаны в [23]. Большой вклад в исследования межсоединений печатных плат обобщен в работе [7]. Различные вопросы ЭМС печатных плат рассмотрены в [24]. Универсальные и высокоэффективные модели межсоединений разработаны в [25]. Среди зарубежных можно выделить исследователей под руководством таких учёных как О.А. Palusinski, R. Mittra, K. Tripathi (США), M.S. Nakhla (Канада), R. Pregla (Германия), M. Nogno (Испания). На компьютерную реализацию современных теоретических достижений в моделировании межсоединений быстродействующих электронных схем делают акцент G. Pan, K. Olson, B.K. Gilbert (США). Большой теоретический вклад в решение проблемы анализа МПЛП сделал F.-Y. Chang (США). Последовательно проводятся исследования, которыми руководят R. F. Harrington, T.K. Sarkar (США) и A.R. Djordjevic (Югославия).

Для получения высоких характеристик межсоединений с наименьшими затратами необходимо моделирование электромагнитных процессов, связанных с распространением импульсных сигналов в межсоединениях. Количественные оценки, полученные посредством моделирования этих процессов, позволяют гарантировать неискажённую передачу высокочастотных сигналов в сложных межсоединениях высокой плотности, крайне необходимую для развития современной вычислительной техники. Одним из эффективных методов моделирования электромагнитных процессов является квазистатический подход, который разделяется на три независимых друг от друга задачи определения: матриц погонных параметров

отрезков линий передачи, параметров трехмерных неоднородностей и отклика схемы линии передачи на заданное воздействие.

Известно довольно большое количество работ по исследованию первых двух задач. Примером является работа [26]. Однако вычислению временного отклика, а так же практическим применениям посвящено гораздо меньше работ. Поэтому в данной монографии подробно рассмотрены некоторые модели по вычислению временного отклика и их практическое применение для анализа распространения импульсного сигнала в многопроводных линиях передачи.

В гл. 1 выполнен обзор проблемы неискаженной передачи импульсных сигналов в многопроводных линиях передачи. Представлены теоретические основы моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи. Разработанные алгоритмы для трех моделей и процедуры вычисления временного отклика в системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости (TAGAT) представлены в гл. 2. Применение этого программного продукта для исследования влияния геометрических параметров межсоединений реальных печатных плат и толщины покрывающего диэлектрического слоя на форму импульсного сигнала показано в гл. 3. В гл. 4 проводится исследование искажений импульсного сигнала и анализ целостности сигнала в меандровых линиях. В гл. 5 описывается исследование новых модальных явлений в многопроводных межсоединениях. В приложении приведены отлаженные входные файлы для системы TALGAT.

Монография может быть использована в высшем профессиональном образовании в качестве учебного пособия по естественнонаучным и специальным дисциплинам, связанным с вычислительной математикой, математическим моделированием, автоматизированным проектированием. Так, материалы монографии в течение нескольких лет используются авторами в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в образовательной программе высшего профессионального образования для студентов специальностей 201500 – «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 201400 – «Аудиовизуальная техника», 230700 – «Сервис» по дисциплинам: «Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры»; «Основы компьютерного проектирования и моделирования РЭС»; «Системы автоматизированного проектирования в сервисе»; «Учебно-исследовательская работа», а также студентами и аспирантами в ходе научно-исследовательской работы, учебно-научного проектирования и группового проектного обучения по направлению «Электромагнитная совместимость».

Авторы выражают большую признательность за помощь и поддержку в этой работе А.О. Мелкозерову, Т.Т. Газизову, С.П. Куксенко, Е.Н. Горину, И.Г. Бевзенко, П.Е. Орлову, А.Н. Кагашову, И.Е. Самотину и за ряд ценных замечаний Ю.М. Казанцеву и Н.Д. Малютину. Авторы благодарят ректорат ТУСУРа за помощь в издании этой монографии.

1. ВЫЧИСЛЕНИЕ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

1.1. Обзор исследований по вычислению временного отклика многопроводных линий передачи

В данном разделе представлен обзор исследований по вычислению временного отклика схем многопроводных линий передачи [1, 26].

В работе [27] впервые показано, как можно использовать матричную алгебру для решения с малыми затратами трудной и громоздкой задачи анализа МПЛП. В работе [28] рассмотрена МПЛП в установившемся режиме, а в [29] приведено решение задачи переходного анализа симметрированной МПЛП через определённый интеграл от функции Бесселя, применяя матричную теорию и преобразование Лапласа. В известной работе [30] приведен вывод телеграфных уравнений, описывающих МПЛП.

В работе [31] представлен анализ временного отклика МПЛП без потерь, без ограничения двумя линиями и без допущения слабой связи между ними, а также введено понятие схемы согласованного окончания и эквивалентной схемы для МПЛП. В классической работе [32] с помощью матричного анализа развита теория распространения волн в многопроводных линиях передачи без потерь с неоднородными диэлектриками.

В известной работе [33] представлен метод вывода решений уравнений однородной многопроводной линии передачи и метод для вывода матричных схемных параметров отрезка линии. Должно отметить существенный вклад этого автора в исследование различных аспектов проблемы МПЛП. Названия многих его работ, опубликованных в технических отчётах, трудах симпозиумов и журналах, приведены в посвящённой перекрёстным помехам десятой главе учебника [34]. Кроме того, его монография [35] специально посвящена анализу МПЛП.

Нельзя не отметить важную работу [36], в которой представлен эффективный метод для вычисления переходной характеристики N -проводной системы линий передачи, которая характеризуется многочисленными модами распространения с неравными фазовыми скоростями. Для вывода расчетного алгоритма предложена эквивалентная схема, состоящая из развязанных линий передачи и двух трансформаторов, и преобразована в два развязанных резистивных N -полюсника.

Существенным вкладом в анализ МПЛП, подводящим итог предыдущих исследований, стала монография [37], в которой, в частности, наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением рас-

смотрена квази-ТЕМ теория МПЛП с малыми потерями и неоднородным диэлектрическим заполнением. В последней главе книги на двух простых примерах линий передачи с неоднородным диэлектриком рассмотрены пределы точности квазистатических аппроксимаций.

Из немногих чисто теоретических работ по применимости квази-ТЕМ подхода к анализу МПЛП отметим работу [38], где рассматривается обобщенная неоднородная экранированная N -проводная линия передачи и выводятся некоторые свойства квази-ТЕМ мод, распространяющихся в ней. В работе [39] теория для квази-ТЕМ мод в поперечно неоднородной и продольно регулярной линии передачи, прежде выведенная для гармонических волн, выводится для переходных сигналов.

Весьма примечательна посвящённая вычислению временного отклика МПЛП работа [40], ставшая предметом многочисленных ссылок исследователей МПЛП. Статья уникальна тем, что в ней описывается и сравнивается несколько методов расчета отклика линий, основанных на использовании известных параметров теории цепей. К ним относится метод на основе пошагового во времени решения телеграфных уравнений, метод нормальных волн во временной области, метод нормальных волн в частотной области и метод свертки, использующий функции Грина для линии. Последний позволяет исследовать наиболее общий случай линий с потерями, нагруженных нелинейными цепями.

Необходимо отметить активную работу исследователей по развитию теории МПЛП в направлении более точного учёта реального диэлектрического заполнения МПЛП: от однородного изотропного заполнения до неоднородного анизотропного хирального заполнения применительно как к диэлектрическим, так и магнитным параметрам, включая потери. Например, в работе [41] разработана квази-ТЕМ аппроксимация для МПЛП, помещённых в неоднородную бизотропную среду.

Продолжаются исследования и по развитию общей теории модального анализа. Так, впервые выполненный в упоминавшейся работе [36] вывод метода развязки системы МПЛП в значительно более простом и ясном виде представлен в работе [42]. В работе [43] основательно исследуется ряд тонких вопросов, возникающих при использовании метода модальной декомпозиции, в частности, доказываемость диагонализированности матриц LC и CL для линий передачи без потерь (хотя диагонализированность их комплексных аналогов, ZY и YZ матриц, для линий с потерями не гарантируется). В работе [44] после краткого обзора квази-ТЕМ анализа систем связанных линий передачи без потерь в неоднородной среде, на основе обобщённых телеграфных уравнений, вычисляется характери-

ческий импеданс нормальных мод в соответствии с тремя обычными определениями для случая одиночной линии: мощность-ток, мощность-напряжение и напряжение-ток. В отличие от квази-ТЕМ случая одиночной линии, показывается, что эти три определения приводят, в общем случае, к разным значениям модального характеристического импеданса.

Ряд исследований посвящён вычислению отклика МПЛП с учётом дисперсии. В работе [45] исследована дисперсия многопроводных микрополосковых линий с помощью спектральной процедуры Галеркина. В работе [46] представлена основанная на полноволновом анализе новая вычислительная модель для вычисления временного отклика МПЛП с дисперсией, которая учитывает все возможные компоненты поля и удовлетворяет всем требуемым граничным условиям. В работе [47] с помощью полноволнового анализа рассмотрен вопрос взаимодействия между линиями в быстродействующих межсоединениях СБИС.

Вычисление временного отклика МПЛП с учётом нелинейных окончаний также интенсивно исследуется. В работе [48] представлены удобные для разработчика цифровых схем упрощенные формулы для вычисления приближенных амплитуд перекрестных помех и форм сигналов на соседних линиях, соединяющих логические вентили, оконечные импедансы которых аппроксимируются SPICE-анализом линейными «эффективными сопротивлениями». В работе [49] представлен новый подход для анализа переходных процессов в связанных линиях передачи с потерями и нелинейными окончаниями, использующий формулировку модальных параметров рассеяния. В работе [50] для вычисления переходных откликов в связанных линиях, оканчивающихся нелинейными импедансами, применен модальный подход, а окончания линий описаны нелинейным коэффициентом отражения. В работе [51] представлен новый метод для переходного анализа линий передачи с потерями и с произвольными нелинейными оконечными цепями. В работе [52] представлен новый подход для переходного моделирования межсоединений с потерями, оканчивающихся произвольными нелинейными элементами, с помощью свертки. В работе [53] рассмотрен объединённый частотно-временной анализ нелинейно нагруженных межсоединений с малыми потерями, дающий высокую точность при малых вычислительных затратах за счёт неоднородной кусочно-линейной аппроксимации переходных функций.

При исследовании межсоединений различных уровней интеграции возникла необходимость в вычислении отклика и нерегулярных МПЛП. Одной из его трудностей является то, что традиционный для регулярных МПЛП с неоднородным диэлектриком и с потерями модальный анализ

неприменим для нерегулярных МПЛП. Рассмотрим несколько работ, представляющих различные подходы к решению этой задачи. В работе [54] представлен эффективный и гибкий метод временного анализа для расчета отражений и перекрестных наводок в системе многопроводных связанных линий, в том числе и с нелинейными нагрузками. В работе [55] представлен анализ сужающихся связанных микрополосковых линий передачи с помощью итерационно-пертурбационного подхода, применяемого в пространственной области. В работе [56] представлена новая SPICE-совместимая схемная модель для переходного анализа общих нерегулярных структур межсоединений, оканчивающихся произвольными линейными или нелинейными нагрузками, с помощью параметров рассеяния. В работе [57] представлены численные методы для описания и анализа во временной области регулярных и нерегулярных МПЛП с потерями и дисперсией. В крупных работах [58, 59] для моделирования переходного отклика нерегулярных связанных линий передачи с потерями, которые характеризуются частотно-зависимыми параметрами, представлены метод релаксации формы сигнала, являющийся обобщением метода характеристик, и эффективный дискретно-временной метод. Наконец, для описания волн в нерегулярных линиях, а также воздействия на них поля, недавно была разработана «супер-теория линий передачи» (transmission line super theory) [60], которая, в отличие от известной классической теории линий передачи, выводится из теории Максвелла без ограничений квази-Т моды, тем не менее, сохраняя в результате структуру телеграфных уравнений.

Рассмотрим основные работы, посвящённые оценке отклика различных схем МПЛП. Из работ, рассматривающих последовательное соединение отрезков МПЛП, выделяется прежде всего работа [61], в которой исследованы переходные процессы для структур, состоящих из отрезков одиночных и связанных линий с разными характеристическими проводимостями и емкостей на стыках этих отрезков. В качестве альтернативы в работе [62] с помощью частотного подхода представлено другое решение этой же задачи, имеющее несколько новых возможностей. Для вычисления временного отклика МПЛП с ответвлениями эффективный метод представлен в работе [63]. В работе [64] исследуется частный случай, называемый частично связанными линиями, когда от МПЛП с определённой дистанции ответвляется несколько проводников. Первый анализ самой общей (имеющей замкнутые контуры) схемы межсоединений из отрезков МПЛП без потерь, основанный на использовании матриц рассеяния, предложен в работе [65]. В работе [66] для анализа схем межсоединений предложен новый подход (wave spreading evaluation), предпола-

гающий разделение анализируемой схемы на две части: одна состоит из компонент, описываемых S-параметрами, а другая – из топологии идеальных межсоединений. В работе [67] рассмотрены системы, состоящие из произвольного числа отрезков МПЛП с потерями и частотно-зависимыми параметрами, произвольным образом соединенных и оканчивающихся произвольными линейными схемами. В работе [68] представлен метод описания сложной схемы связанных многопортовых линий передачи функциями Грина во временной области, реализованный в схемном симуляторе и позволяющий очень точно моделировать произвольные цепи линий передачи с нелинейными моделями цифровых схем на уровне транзистора. В работе [69] кратко описаны все основные этапы реализации оригинального подхода к решению указанной задачи, от разбиения сложных геометрических конфигураций МПЛП на более простые участки, моделируемые двух- и трёхмерными конфигурациями, до построения соответствующей схемной SPICE-модели. В работе [70] метод асимптотической оценки формы сигнала, показавший себя эффективным и точным методом для моделирования сосредоточенных линейных схем произвольной топологии, развит для моделирования схем с распределёнными и нелинейными элементами. В работе [71] на моделирование схем, содержащих МПЛП с дисперсией, распространён алгоритм вычисления аппроксимации Падэ сосредоточенной линейной RLC схемы посредством процесса Лэнкзоса (Lanczos), который даёт более точные аппроксимации, чем метод асимптотической оценки формы сигнала и его производные.

Наконец, должно особо отметить исследования, пожалуй, на сегодня самые близкие к практической реализации решения задачи межсоединений быстродействующих электронных схем. Так, в работе [72] метод кусочной декомпозиции (piecewise decomposition) для нелинейных схем с распределёнными частотно-зависимыми параметрами использован применительно к общей задаче произвольной схемы межсоединений с произвольными нагрузками. В работах [73, 74] для анализа схем связанных линий передачи с потерями и с произвольными линейными оконечными и соединительными схемами представлен метод, основанный на использовании модифицированного метода узловых потенциалов. В работе [75] описана структура САПР для решения трёх аспектов проблемы быстродействующих межсоединений, а именно, моделирования, анализа чувствительности и оптимизации быстродействия. Работа [76] посвящена проблеме влияния разброса геометрических параметров межсоединений СБИС и свойств материалов на процент выхода годных изделий в процессе производства печатных плат и многокристальных модулей. В рабо-

те приведено систематическое описание теоретической стыковки нескольких методов моделирования линейных/нелинейных, сосредоточенных/распределённых схем. В работе [77] рассмотрено вычисление отклика последовательно соединенных отрезков одиночной линии передачи и получены аналитические формулы, повышающие точность вычисления отклика в такой конфигурации за счет учета большего числа отражений от стыков. Также получены аналитические выражения для проходящей и отраженной волн отклика двух последовательно соединенных отрезков одиночной линии передачи с емкостью на стыке и с различными сопротивлениями на концах.

Как видно из обзора, строгий анализ схем МПЛП требует модального подхода. В разделе 1.2 подробно рассмотрены разные алгоритмические модели для анализа временного отклика в произвольных схемах МПЛП.

1.2. Теоретические основы моделей для вычисления временного отклика произвольных схем многопроводных линий передачи

В данном разделе рассматриваются основные уравнения, которые необходимы для анализа многопроводных линий передачи, и приведены теоретические основы трех моделей по вычислению временного отклика в многопроводных линиях передачи [65, 67, 74].

На рис. 1.1 показан отрезок многопроводной линии передачи с N сигнальными проводниками и земляным (опорным) проводником, где x – расстояние вдоль линии передачи ($x=0$ в начале линии и $x=l$ в конце линии). (Полагается, что земля находится под нулевым потенциалом для всех рассматриваемых многопроводных линий передачи). Линия передачи однородна по длине при произвольном поперечном сечении.

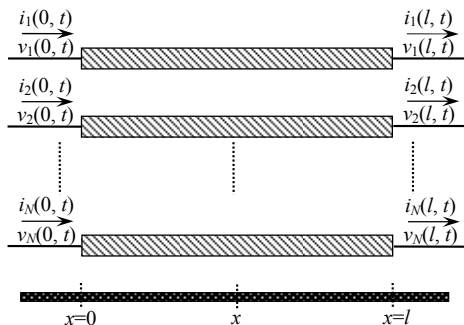


Рис. 1.1. Отрезок многопроводной линии передачи

1.2.1. Решение волновых уравнений

Линию можно описать телеграфными уравнениями:

$$\frac{d}{dx} \mathbf{V} = -\mathbf{Z} \mathbf{I}; \quad (1.1)$$

$$\frac{d}{dx} \mathbf{I} = -\mathbf{Y} \mathbf{V}, \quad (1.2)$$

где \mathbf{I} и \mathbf{V} – матрицы-столбцы размера $N \times 1$ напряжений и токов в линиях,

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega \mathbf{L}; \quad (1.3)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\omega \mathbf{C}, \quad (1.4)$$

где j – мнимая единица, ω – угловая частота, \mathbf{C} – матрица размера $N \times N$ погонных коэффициентов электростатической индукции, \mathbf{L} – матрица размера $N \times N$ погонных коэффициентов электромагнитной индукции, \mathbf{G} – матрица размера $N \times N$ погонных проводимостей, \mathbf{R} – матрица размера $N \times N$ погонных сопротивлений. Из телеграфных уравнений получаем волновое уравнение

$$\frac{d^2}{dx^2} \mathbf{V} = (\mathbf{Z}\mathbf{Y})\mathbf{V}; \quad 0 < x < l. \quad (1.5)$$

Его решение ищется в виде

$$\mathbf{V}^m(x) = \mathbf{V}_0^m \exp(\pm \gamma_m x), \quad \mathbf{I}^m(x) = \mathbf{I}_0^m \exp(\pm \gamma_m x), \quad m=1, \dots, N. \quad (1.6)$$

Знак минус в (1.6) соответствует моде, распространяющейся вдоль оси x (падающая волна), а знак плюс соответствует моде, распространяющейся в противоположном направлении (отражённая волна).

После подстановки (1.6) в уравнение (1.5) получаем систему относительно напряжений в линиях

$$(\mathbf{Z}\mathbf{Y} - \gamma_m^2 \mathbf{U}) \mathbf{V}_0^m = 0, \quad (1.7)$$

нетривиальное решение которой возможно при условии

$$|\mathbf{Z}\mathbf{Y} - \gamma_m^2 \mathbf{U}| = 0, \quad (1.8)$$

где \mathbf{U} – единичная матрица размера $N \times N$.

Решением для (1.8) является N комплексных чисел γ_m^2 , которые называются собственными значениями. Каждое собственное значение имеет соответствующий собственный вектор \mathbf{V}_0^m , который является решением для (1.7) и является уникальным для константы γ_m^2 . Вычисляя квадратный корень из γ_m^2 , получают погонные задержки для каждой моды, которые записываются в виде диагональной матрицы $\mathbf{\Gamma}$. Вычисленные собственные вектора \mathbf{V}_0^m записываются в столбцы матрицы \mathbf{S}_V , которая называется матрицей модальных напряжений, а \mathbf{S}_I – матрица модальных токов, столбцы которой являются векторами \mathbf{I}_0^m . Эти модальные матрицы связаны уравнением

$$\mathbf{S}_I = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{S}_I \mathbf{\Gamma}. \quad (1.9)$$

Напряжения и токи линии передачи в любой точке x можно записать, как суммы падающей (i) и отражённой (r) волн:

$$\mathbf{V}(x) = (\mathbf{V}_i(x) + \mathbf{V}_r(x)) = \mathbf{S}_I (\mathbf{E}(x) \mathbf{C}_1 + \mathbf{E}(x)^{-1} \mathbf{C}_2), \quad (1.10)$$

$$\mathbf{I}(x) = (\mathbf{I}_i(x) + \mathbf{I}_r(x)) = \mathbf{S}_I (\mathbf{E}(x) \mathbf{C}_1 - \mathbf{E}(x)^{-1} \mathbf{C}_2), \quad (1.11)$$

где \mathbf{C}_1 и \mathbf{C}_2 – векторы констант,

$$\mathbf{E}(x) = \text{diag}(\exp(-\gamma_1 x), \exp(-\gamma_2 x), \dots, \exp(-\gamma_N x)). \quad (1.12)$$

Матрица характеристического импеданса \mathbf{Z}_C линии определяется соотношениями:

$$\mathbf{V}_i(x) = \mathbf{Z}_C \mathbf{I}_i(x); \quad \mathbf{V}_r(x) = -\mathbf{Z}_C \mathbf{I}_r(x), \quad (1.13)$$

из которых следует

$$\mathbf{Z}_C = \mathbf{S}_I \mathbf{S}_I^{-1} = \mathbf{S}_I \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{S}_I^{-1} \mathbf{Z}. \quad (1.14)$$

Матрицу характеристического адмитанса линии \mathbf{Y}_C можно вычислить как $\mathbf{Y}_C = \mathbf{Z}_C^{-1}$.

1.2.2. Уравнения отрезка многопроводной линии передачи

Матрицы параметров и выражения, описанные в разделе 1.2.1, используются для формирования системы уравнений для отрезка многопроводной линии передачи. В модели Теше [65] это уравнение называется BLT уравнением и для напряжения и тока записывается в виде

$$\mathbf{V} = (\mathbf{1} + \mathbf{S})(\mathbf{S} - \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{V}_s, \quad (1.15)$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_C (\mathbf{1} - \mathbf{S})(\mathbf{S} - \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{V}_s, \quad (1.16)$$

где \mathbf{S} – матрица рассеяния оконечных и соединительных цепей линии передачи, $\mathbf{\Phi}$ – матрица размера $2N \times 2N$ распространения линии передачи, \mathbf{V}_s – супервектор размера $2N \times 1$ входных воздействий. Матрица рассеяния для оконечных и соединительных цепей линии передачи связывает все отраженные волны с падающими волнами, как

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{S} \mathbf{V}_i. \quad (1.17)$$

Более подробно определение матрицы рассеяния для произвольного числа линий передачи с оконечными и соединительными цепями в схеме рассматривается в разделе 1.2.3. Отраженные волны на концах линии передачи связаны с падающими волнами уравнением

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{\Phi} \mathbf{V}_i + \mathbf{V}_s. \quad (1.18)$$

Уравнение (1.16), при $x=0$ на ближнем и $x=l$ дальнем концах линии передачи, запишется в следующем виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_r(0) \\ \mathbf{V}_r(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{S}_I \mathbf{E}(l) \mathbf{S}_I^{-1} \\ \mathbf{S}_I \mathbf{E}(l) \mathbf{S}_I^{-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_i(0) \\ \mathbf{V}_i(l) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_s, \quad (1.19)$$

$$\mathbf{V}_s = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(x_s)\mathbf{S}\{\mathbf{V}_0 + \mathbf{Z}_C\mathbf{I}_0\} \\ \mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l-x_s)\mathbf{S}\{\mathbf{V}_0 - \mathbf{Z}_C\mathbf{I}_0\} \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

где $\mathbf{E}(l)=\text{diag}\{\exp(\gamma_1 l), \dots, \exp(\gamma_N l)\}$, $\mathbf{E}(x_s)=\text{diag}\{\exp(\gamma_1 x_s), \dots, \exp(\gamma_N x_s)\}$ и $\mathbf{E}(x_s)=\text{diag}\{\exp(\gamma_1(l-x_s)), \dots, \exp(\gamma_N(l-x_s))\}$, \mathbf{V}_0 и \mathbf{I}_0 векторы содержат независимые источники напряжения и тока, размещенные на линии в $x=x_s$.

Для моделей Джорджевича [67] и Накхлы [74] используются соотношения для напряжений и токов на ближнем ($x=0$) и дальнем ($x=l$) концах, полученные из (1.10) и (1.11)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V \\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V[\mathbf{E}(l)]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(0) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_I & -\mathbf{S}_I \\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}(l) & -\mathbf{S}_I[\mathbf{E}(l)]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \end{bmatrix}. \quad (1.22)$$

Для вычисления напряжений или токов по модели Джорджевича [67] вначале необходимо вычислить \mathbf{C}_1 и \mathbf{C}_2 , используя матричное соотношение (раздел 1.2.3), которое описывает произвольные соединительные и оканечные цепи в рассматриваемой схеме. Затем, подставляя \mathbf{C}_1 и \mathbf{C}_2 в (1.23)–(1.26), получают напряжения и токи на ближнем и дальнем концах линии передачи.

$$\mathbf{V}(0) = \mathbf{S}_I(\mathbf{C}_1 + \mathbf{E}(l)\mathbf{C}_2); \quad (1.23)$$

$$\mathbf{V}(l) = \mathbf{S}_I(\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2); \quad (1.24)$$

$$\mathbf{I}(0) = \mathbf{Y}_C\mathbf{S}_I(\mathbf{C}_1 + \mathbf{E}(l)\mathbf{C}_2); \quad (1.25)$$

$$\mathbf{I}(l) = \mathbf{Y}_C\mathbf{S}_I(\mathbf{E}(l)\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2). \quad (1.26)$$

В модели Накхлы [74] константы \mathbf{C}_1 , \mathbf{C}_2 в (1.21) и (1.22) исключаются, в результате получается

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(0) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_I & -\mathbf{S}_I \\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}(l) & -\mathbf{S}_I[\mathbf{E}(l)]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V \\ \mathbf{S}_V\mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V[\mathbf{E}(l)]^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix}. \quad (1.27)$$

Принимая во внимание, что для представления линии передачи в виде \mathbf{Y} -параметров необходимо, чтобы все токи на концах линии втекали в неё, $\mathbf{I}(l)$ умножается на -1 и (1.27) запишется в виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(0) \\ -\mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_I\mathbf{E}_1\mathbf{S}_V^{-1} & \mathbf{S}_I\mathbf{E}_2\mathbf{S}_V^{-1} \\ \mathbf{S}_I\mathbf{E}_2\mathbf{S}_V^{-1} & \mathbf{S}_I\mathbf{E}_1\mathbf{S}_V^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix}, \quad (1.28)$$

где

$$\mathbf{E}_1 = \text{diag} \left\{ \frac{1 + e^{-2\gamma_k l}}{1 - e^{-2\gamma_k l}} \right\}; \quad \mathbf{E}_2 = \text{diag} \left\{ \frac{2}{e^{-\gamma_k l} - e^{-\gamma_k l}} \right\}, \quad k=1, 2, \dots, N. \quad (1.29)$$

Полученная матрица проводимости в дальнейшем подставляется в уравнение модифицированного узлового метода (раздел 1.2.3), который используется для вычисления отклика схемы.

1.2.3. Формулировка уравнений схемы для моделирования временного отклика

Модели, описанные в разделе 1.2.2, позволяют выполнить моделирование для линий передачи, оканчивающихся произвольным образом. Например, проводник линии может быть закорочен на землю, оставлен на холостом ходу, оканчиваться произвольным импедансом, управляться генератором, или он может быть присоединён к проводнику, принадлежащему к этой же или другой линии передачи.

Описание оконечных и соединительных цепей линии передачи в модели Теше [65] осуществляется с помощью матрицы рассеяния \mathbf{S} . Для отрезка многопроводной линии передачи в случае, если проводники на ближнем и дальнем концах линии оканчиваются внешним импедансом, матрица \mathbf{S} равна матрице коэффициентов отражения:

$$\rho = (\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_C)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_C)^{-1}, \quad (1.30)$$

где \mathbf{Z} – матрица, состоящая из импедансов, подключенных к проводникам линии. Для этого случая ВЛТ уравнение запишется в следующем виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U} + \rho_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U} + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 & -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} \\ -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} & \rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{V}_s; \quad (1.31)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(0) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_C & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U} - \rho_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U} - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 & -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} \\ -\mathbf{S}^{-1}\mathbf{E}(l)\mathbf{S} & \rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{V}_s. \quad (1.32)$$

Для случая, когда соединительная цепь связывает n многопроводных линий передачи, матрица рассеяния для такой цепи запишется в виде

$$\mathbf{S} = -(\mathbf{C}_V - \mathbf{C}_I(\mathbf{Z}_{C_n})^{-1})^{-1}(\mathbf{C}_V + \mathbf{C}_I(\mathbf{Z}_{C_n})^{-1}), \quad (1.33)$$

где \mathbf{C}_V – матрица размера $M \times M$ с элементами $\{1, -1\}$, отображающая напряжения соединительного узла, и для ее формирования используется закон Кирхгофа для напряжений; \mathbf{C}_I – матрица размера $M \times M$ с элементами $\{0, 1\}$, отображающая токи соединительного узла, и для ее формирования используется закон Кирхгофа для токов при условии, что токи выходят из узлов соединительной цепи; \mathbf{Z}_{C_n} – матрица размера $M \times M$, состоящая из характеристических импедансов линий передачи, проводники которых соединяются в соединительной цепи; M – общее число провод-

ников, соединяющихся в соединительной цепи. Алгоритм вычисления описан в разделе 2.1.1.

В модели Джорджевича [67] узлы соединительных и оконечных цепей разделяются на две группы. Первая группа охватывает узлы, соединяющие линии передачи, которые называются внешними узлами. Вторая группа охватывает все остальные узлы, которые называются внутренними. Число внешних узлов, обозначенное X , для цепи равно общему числу проводников всех линий передачи, присоединённых к этой цепи. Поскольку цепь линейна, то существует матричное соотношение

$$\mathbf{PV} + \mathbf{QI} = \mathbf{E}, \quad (1.34)$$

где \mathbf{V} – вектор размера $X \times 1$ напряжений между внешними узлами цепи и землей, \mathbf{I} – вектор размера $X \times 1$ токов между внешними узлами цепи и землей, \mathbf{P} и \mathbf{Q} – квадратные матрицы размера $X \times X$, \mathbf{E} – вектор размера $X \times 1$. Уравнение (1.34) включает описание цепи Z -параметрами и Y -параметрами. В случае описания Z -параметрами получаем $\mathbf{P} = \mathbf{U}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{Z}$ и $\mathbf{E} = \mathbf{V}_0$, где \mathbf{V}_0 – вектор напряжения холостого хода. Это, в сущности, эквивалентное представление схемы по Тевенину. В случае описания через Y -параметры: $\mathbf{P} = \mathbf{Y}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{U}$ и $\mathbf{E} = \mathbf{I}_0$, где \mathbf{I}_0 – вектор токов короткого замыкания, это эквивалентное преобразование Нортона.

Уравнением (1.34) можно легко описать любой тип цепи, в отличие от Z -параметров и Y -параметров. А именно, Z -параметры не могут быть определены при наличии цепей на холостом ходе, а Y -параметры – для коротко замкнутых цепей. Для цепей, которые не содержат внутренних узлов, уравнение (1.34) получается записью узловых уравнений. Эти уравнения должны включать токи, вытекающие из цепи, а узловые напряжения в этих уравнениях совпадают с элементами вектора \mathbf{V} . Для цепей, не имеющих внутренних контуров (т.е. замкнутых путей по ответвлениям, которые полностью лежат внутри цепи), (1.34) получается из контурных уравнений. В этом случае, контурные токи совпадают (с точностью до знака) с элементами вектора \mathbf{I} . Для того, чтобы вычислить \mathbf{C}_1 и \mathbf{C}_2 , необходимо в вектор \mathbf{V} уравнения (1.34) подставить уравнения (1.23), (1.24), а в \mathbf{I} подставить (1.25), (1.26) и решить эту систему уравнений. (Число неизвестных равно удвоенному общему числу проводников всех линий.) Затем надо подставить \mathbf{C}_1 и \mathbf{C}_2 в (1.23)–(1.26) и вычислить напряжения или токи в начале и конце линий передачи. Алгоритм вычисления описан в разделе 2.1.1.

Для описания элементов схемы в модели Накхлы [74] используется модифицированный метод узловых потенциалов. Уравнение модифици-

рованного узлового метода в частотной области, для линейных элементов схемы и n многопроводных линий передачи, имеет вид

$$\left(s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^n \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k \mathbf{D}_k^t \right) \mathbf{V} = \mathbf{E}, \quad k=1, \dots, n, \quad (1.35)$$

где $s=j\omega$; \mathbf{W} , \mathbf{H} – матрицы размера $A \times A$, описывающие произвольные оконечные и соединительные схемы из активных и реактивных элементов (A – количество параметров, вычисляемых в модифицированном методе узловых потенциалов); \mathbf{D}_k – матрица-селектор, отображающая токи, входящие в k -ю линию, с элементами $d_{i,j} \in \{0, 1\}$, где $i \in \{1, \dots, N\}$, $i \in \{1, \dots, m_k\}$ с одним ненулевым значением в каждом столбце, $m_k = 2 \cdot N_k$ – количество токов, входящих в k -ю линию, где N_k – число проводников k -й линии; \mathbf{Y}_k – матрица проводимостей для k -й линии из (1.28); \mathbf{V} – вектор узловых напряжений и токов независимых источников напряжения; \mathbf{E} – вектор, состоящий из независимых источников напряжения или токов. Алгоритм вычисления описан в разделе 2.1.1.

1.2.4. Моделирование временного отклика с учетом дисперсии

Для более точного моделирования отклика надо учитывать потери в проводниках и диэлектриках межсоединений, а также частотную зависимость потерь. Высокочастотный ток в реальных проводниках распределяется в приповерхностном слое. Это явление носит название поверхностного (скин-)эффекта. С его учетом частотную зависимость погонного сопротивления линии передачи можно оценить по выражению [78, 79]

$$\mathbf{R}(\omega) = \mathbf{R}(\omega_0) \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}, \quad (1.36)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – частота, на которой вычислялась $\mathbf{R}(\omega_0)$, Ом/м.

Полная индуктивность, при учете потерь в проводниках, вычисляется как сумма внешней (\mathbf{L} , Гн/м) и внутренней индуктивностей:

$$\mathbf{L}(\omega) = \mathbf{L} + \frac{\mathbf{R}(\omega)}{\omega}. \quad (1.37)$$

Почти для всех видов диэлектрических материалов величина тока проводимости изменяется почти прямо пропорционально частоте. Таким образом, частотную зависимость проводимости можно вычислить как

$$\mathbf{G}(\omega) = \mathbf{G}(\omega_0) \frac{\omega}{\omega_0}, \quad (1.38)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, а f_0 – частота, на которой вычислялась $\mathbf{G}(\omega_0)$, См/м. В разделе 2 выражения (1.36), (1.37) и (1.38) программно реализованы.

2. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МОДЕЛЕЙ

2.1. Программная реализация алгоритмов

Программная реализация рассмотренных моделей, выполнена в системах MathCAD, MatLab и «Системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости» (TALGAT) [80]. Корректность программной реализации моделей подтверждена сравнением с опубликованными данными и моделированием в PSpice.

2.1.1. Алгоритмы

В этом разделе приведены алгоритмы для 3-х моделей, описанных в разделе 1.2. Моделирование временного отклика выполняется в частотной области с использованием алгоритмов БПФ.

Алгоритм по модели Теше [65]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров воздействий; значений элементов матриц S_V , S_I для соединительных цепей схемы и Z для оконечной цепи.

2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).

3. Вычисление, для каждого отрезка линии и частот спектра воздействий, матриц Γ , S_V , Y_C , $E(l)$, S , Φ и вектора V_s из (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.17), (1.19), (1.20).

4. Решение BLT уравнения (1.15) и (1.16), подставив из п. 3 S , Φ и V_s .

5. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).

6. Вывод.

Алгоритм по модели Джорджевича [67]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров воздействий; значений элементов матриц P , Q и E для каждой соединительной и оконечной цепи.

2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).

3. Вычисление для каждого отрезка линии и частот спектра воздействий Γ , S_V , S_I , Z_C , Y_C , $E(l)$, подставляя данные из п. 1 в (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.12), (1.14).

4. Решение СЛАУ

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1^1 \\ \mathbf{C}_2^1 \\ \dots \\ \mathbf{C}_1^n \\ \mathbf{C}_2^n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{P}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{P}^n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V^1 & \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n & \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n & \mathbf{S}_V^n \end{bmatrix} + \\
+ \begin{bmatrix} \mathbf{Q}^1 & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Q}^n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 & \mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 \mathbf{E}(l)^1 & -\mathbf{Y}_C^1 \mathbf{S}_V^1 & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & -\mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n & \mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \mathbf{E}(l)^n & -\mathbf{Y}_C^n \mathbf{S}_V^n \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{E}^1 \\ \dots \\ \mathbf{E}^n \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

5. Вычисление напряжения и тока на концах линий ($\mathbf{V}(0)$, $\mathbf{V}(l)$ и $\mathbf{I}(0)$, $\mathbf{I}(l)$), подставляя \mathbf{C}_1^n и \mathbf{C}_2^n в (1.23) – (1.26).

6. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).

7. Вывод.

Алгоритм по модели Накхлы [74]:

1. Ввод входных данных: параметров отрезков линий передачи и параметров воздействий; числа узлов схемы и источников сигнала; значений элементов \mathbf{D} для каждого отрезка; значений элементов \mathbf{W} , \mathbf{G} , \mathbf{E} .

2. Вычисление спектра воздействий (прямое БПФ).

3. Вычисление $\mathbf{\Gamma}$, \mathbf{S}_V , \mathbf{S}_I , \mathbf{E}_1 , \mathbf{E}_2 , \mathbf{Y} для каждого отрезка линии, подставляя данные из п. 1 в (1.3), (1.4), (1.8), (1.9), (1.29), (1.28).

4. Решение СЛАУ

$$\mathbf{V} = \mathbf{E} \left(s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^n \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k \mathbf{D}'_k \right)^{-1}$$

5. Вычисление временной формы отклика (обратное БПФ).

6. Вывод.

2.1.2. Сравнительный анализ моделей

В этом разделе производится сравнение результатов вычислений, полученных по 3-м моделям, с опубликованными данными и полученными в PSpice. Сделан качественный анализ моделей.

Вычислим временной отклик для тестовой схемы из рис. 2.1 [67]. Параметры линии: длина $l=0,3048$ м; $L_{11}=L_{22}=494,6$ нГн/м, $L_{12}=L_{21}'=63,3$ нГн/м; $C_{11}=C_{22}=62,8$ пФ/м, $C_{12}=C_{21}'=-4,9$ пФ/м; значения элементов матриц \mathbf{R} и \mathbf{G} , вычисленных на частоте 1 МГц: $R_{11}=R_{22}=0,1$ Ом/м,

$R_{12}=R_{21}=0,02$ Ом/м; $G_{11}=G_{22}=0,1$ См/м, $G_{12}=G_{21}=-0,01$ См/м. Параметры элементов цепей: $R_1=50$ Ом, $R_2=R_3=R_4=100$ Ом. На один из проводников подается трапецевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0=1$ В, длительность вершины $t_d=6$ нс, время фронта и спада $t_r=t_f=1,5$ нс.

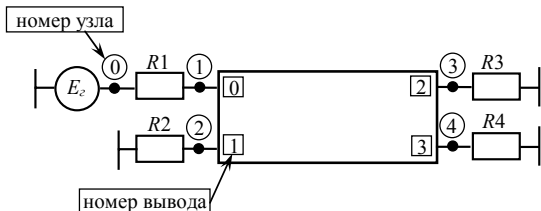


Рис. 2.1. Отрезок двухпроводной линии передачи [67]

Для модели Теше [65] матрицы \mathbf{Z} для начала (H) и конца (K) линии запишутся в виде:

$$\mathbf{Z}_H = \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_K = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}.$$

В модели Джорджевича [67] матрицы \mathbf{P} , \mathbf{Q} и \mathbf{E} запишутся в виде:

$$\mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} E_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_2 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Значения матрицы \mathbf{W} , для модели Накхлы [74], равны нулю, т.к. в рассматриваемой схеме нет реактивных элементов, а

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1/R_1 & -1/R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/R_1 & 1/R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Результаты моделирования тремя моделями с учетом и без учета потерь приведены в табл. 2.1, 2.2. Как видно, результаты, как без потерь, так и с потерями, совпадают. Результаты отличаются от опубликованных из-за явления Гиббса. (В [67] вычисление выполнялось при довольно большом интервале дискретизации 0,25 нс, а в данной работе – при 0,075 нс.)

Таблица 2.1

Сравнение результатов моделирования отклика без потерь для рис. 2.1

	Активный проводник	Пассивный проводник
Рисунки из [67]		
Модель Теше [65]		
Модель Джорджевича [67]		
Модель Накхлы [74]		

Таблица 2.2

Сравнение результатов моделирования отклика с потерями для рис. 2.1

	Активный проводник	Пассивный проводник
Рисунки из [67]		
Модель Теше [65]		
Модель Джорджевича [67]		
Модель Накхлы [74]		

Рассмотрим более сложную тестовую структуру, которая состоит из двух последовательно соединенных двухпроводных отрезков линий передачи (рис. 2.2).

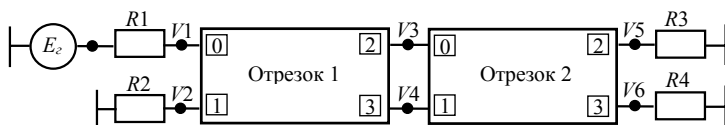


Рис. 2.2. Структура из двух последовательно соединенных отрезков

Параметры отрезка 1: $l=0,2$ м; $L_{11}=L_{22}=494,6$ нГн/м, $L_{12}=L_{21}=63,3$ нГн/м; $C_{11}=C_{22}=62,8$ пФ/м, $C_{12}=C_{21}=4,9$ пФ/м; $R_{11}=R_{22}=0,1$ Ом/м, $R_{12}=R_{21}=0,02$ Ом/м; $G_{11}=G_{22}=0,1$ См/м, $G_{12}=G_{21}=-0,01$ См/м. Параметры отрезка 2: $l=0,3$ м; $L_{11}=L_{22}=750$ нГн/м, $L_{12}=L_{21}=95$ нГн/м; $C_{11}=C_{22}=133$ пФ/м, $C_{12}=C_{21}=9$ пФ/м; $R_{11}=R_{22}=75$ Ом/м, $R_{12}=R_{21}=15$ Ом/м; $G_{11}=G_{22}=0,1$ См/м, $G_{12}=G_{21}=-0,01$ См/м. Параметры элементов цепей: $R_1=50$ Ом, $R_2=R_3=R_4=100$ Ом. На один из проводников отрезка подается трапециевидный импульс с параметрами: амплитуда $E_0=2$ В, длительность вершины $t_d=6$ нс, время фронта и спада $t_r = t_f = 1$ нс. Для моделей Тешше [65] и Джорджевича [67] \mathbf{Z} и \mathbf{Q} для оконечных цепей отрезка 1 и отрезка 2 запишутся в виде:

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Q}_3 = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix},$$

матрицы \mathbf{C}_V , \mathbf{P}_2 и \mathbf{C}_I , \mathbf{Q}_2 соединительной цепи запишутся в виде:

$$\mathbf{C}_V = \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_I = \mathbf{Q}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \text{а}$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} E_c \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Значения матрицы \mathbf{W} , для модели Накхлы [74], равны нулю, т.к. в рассматриваемой схеме нет реактивных элементов, а

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1/R_1 & -1/R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/R_1 & 1/R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/R_4 \end{bmatrix}.$$

Результаты моделирования в PSpice и для трех моделей, с учетом и без учета потерь, представлены в табл. 2.3, 2.4, соответственно.

Из табл. 2.3 (для случая без потерь) видны отличные совпадения формы сигнала и пиковых значений напряжений. В табл. 2.4 (для случая с потерями) вычисленные по 3-м моделям формы напряжений совпадают, но отличаются от вычисленных в PSpice. Это связано с тем, что в PSpice не учитываются (полагаются нулями) недиагональные элементы матриц потерь (причем, как \mathbf{R} , так и \mathbf{G}). Отметим, что в данном примере это приводит к занижению уровня помех (V_4) до 2-х раз.

В результате, сравнение 3-х моделей с опубликованными данными вычислений и для случая без потерь в PSpice показало отличное совпадение. (Кроме того, результаты вычислений для трех- и четырехпроводных последовательно соединенных отрезков по трем моделям будут показаны в разделе 5.2.4.) Таким образом, разработанные программы позволяют корректно вычислить временной отклик фрагментов межсоединений с учетом взаимовлияний проводников в рамках квазистатического подхода.

Сравнение результатов моделирования отклика без потерь для рис. 2.2

	Активный проводник	Пассивный проводник
PSpice		
Модель Теше [65]		
Модель Джорджевича [67]		
Модель Накхлы [74]		

Сравнение результатов моделирования отклика с потерями для рис. 2.2

	Активный проводник	Пассивный проводник
PSpice		
Модель Теше [65]		
Модель Джорджевича [67]		
Модель Накхлы [74]		

Качественное сравнение моделей выявило следующее:

1. Преимущество модели Теше [65] по сравнению с остальными в том, что возможно перемещать источник сигнала вдоль линии передачи.

2. В модели Накхлы [74] вычисление отклика выполняется в каждом узле оконечной и соединительной цепи, а в других моделях только на концах проводников отрезков линий.

3. При формировании входных данных, описывающих структуру схемы, существенным преимуществом обладает модель Накхлы [74], поскольку в ней не надо составлять системы уравнений для формирования матриц, описывающих оконечные и соединительные цепи схемы, а достаточно только указать, между каким узлом расположен элемент (для **W**, **H**) и к какому узлу подключен вывод (для **D**).

4. По способу вычисления удобны модели Теше [65] и Накхлы [74], т.к. в них сформированные матрицы для всей схемы подставляются в конечное уравнение (для модели Теше [65] – в (1.15) или (1.16) и для модели Накхлы [74] – в (1.35)) и решением СЛАУ получают отклики, а в модели Джорджевича [67] вначале вычисляются C_1 и C_2 , которые подставляются в конечные уравнения (1.23) – (1.26).

Таким образом, качественная оценка позволяет предположить, что для компьютерного моделирования временного отклика более удобна модель Накхлы [74]. Кроме того, ее можно использовать для вычисления сразу во временной области, применяя численный метод обратного преобразования Лапласа [81].

2.2. Вычисление временного отклика в системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости

В этом разделе подробно описывается вычисления временного отклика в системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости (TALGAT). Сделано сравнение результатов, вычисленных в TALGAT, с опубликованными результатами и полученными в PSpice.

2.2.1. Реализация вычисления временного отклика

В данном разделе описываются модули и команды, необходимые для вычисления отклика. На конкретном примере подробно описывается последовательность ввода входных данных.

Рассмотрим вычисление отклика на примере рис. 2.1. Оно выполняется использованием команд входного файла (или командной строки системы). Для вычисления отклика необходимо загрузить модули UTIL, MATRIX и MOM2D (см. рис. 2.3 и 2.4).

```

INCLUDE "UTIL"
CHECK_CORE_VERSION 6000
INCLUDE "MATRIX"
INCLUDE "MOM2D"

```

Рис. 2.3. Подключение модулей, необходимых для вычисления отклика

```

> INCLUDE "UTIL"
WARNING! TO_STRING, PLUS, MINUS etc. commands won't work with matrixes w/o loaded MATRIX module.
> CHECK_CORE_VERSION 6000
> INCLUDE "MATRIX"
> INCLUDE "MOM2D"

WARNING! Remember the rule for er_plus and er_minus setting: going from the beginning of interval to the end, er_plus is situated on the right side of interval.
WARNING! Due to limitations of current MOM2D engine grounded conductor must be created AFTER ALL ungrounded.
?
bool INCLUDE "module_name" [submodule_name] Ln 19, Col 1 D0E

```

Рис. 2.4. Результат выполнения скрипта из рис. 2.3

После подключения необходимых модулей надо указать число узловых напряжений командой

```
SET "n_node_voltages" 5
```

Затем надо задать параметры линии передачи командой `SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER`. Её первый аргумент – строка с заключенным в кавычки именем конкретного параметра линии передачи, например, ее длина ("*length*"). Второй аргумент – значение параметра линии передачи. Тип второго аргумента зависит от первого аргумента. Так, если первый аргумент команды – это строка "*length*" (т.е. задается длина линии передачи), то второй должен иметь тип `double`, например, 0,3048. Пример задания длины линии показан в рис. 2.5.

```
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "length" 0.3048
```

Рис. 2.5. Задание длины линии передачи

Аналогичным образом задаются погонные параметры линии передачи. Отличие состоит в том, что тип второго аргумента команды `SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER` для погонных параметров будет `real_m`, то есть матрица действительных чисел. Соответственно, для создания этих матриц необходимо использовать команды `CREATE_REAL_MATRIX` и `SET_MATRIX_VALUE`. Кроме того, вместо ручного ввода матриц погонных параметров можно использовать матрицы, полученные в результате вычисления матриц `C`, `C0`, `L`, `L0` средствами модуля `MOM2D`. Пример ручного ввода матриц погонных параметров приведен на рис. 2.6. Отметим, что порядок матриц погонных параметров определяется числом проводников, не считая опорного.

```

SET "L" CREATE_REAL_MATRIX 2 2
SET "B" CREATE_REAL_MATRIX 2 2
SET "R" CREATE_REAL_MATRIX 2 2
SET "G" CREATE_REAL_MATRIX 2 2
SET "L" SET_MATRIX_VALUE L 0 0 494.6e-9
SET "L" SET_MATRIX_VALUE L 0 1 63.3e-9
SET "L" SET_MATRIX_VALUE L 1 0 63.3e-9
SET "L" SET_MATRIX_VALUE L 1 1 494.6e-9
SET "C" SET_MATRIX_VALUE C 0 0 62.8e-12
SET "C" SET_MATRIX_VALUE C 0 1 -4.9e-12
SET "C" SET_MATRIX_VALUE C 1 0 -4.9e-12
SET "C" SET_MATRIX_VALUE C 1 1 62.8e-12
SET "R" SET_MATRIX_VALUE R 0 0 0.1
SET "R" SET_MATRIX_VALUE R 0 1 0.02
SET "R" SET_MATRIX_VALUE R 1 0 0.02
SET "R" SET_MATRIX_VALUE R 1 1 0.1
SET "G" SET_MATRIX_VALUE G 0 0 0.1
SET "G" SET_MATRIX_VALUE G 0 1 -0.01
SET "G" SET_MATRIX_VALUE G 1 0 -0.01
SET "G" SET_MATRIX_VALUE G 1 1 0.1
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "L" L
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "B" B
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "R" R
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "G" G

```

Рис. 2.6. Ручной ввод погонных параметров линии передачи

Для задания матрицы **D** линия передачи рассматривается как многополюсник с $2N$ выводами (не считая опорного). По строкам вводится номер узла, а по столбцам – номер вывода. Если вывод соединен с узлом, то элементу матрицы **D** с соответствующим номером строки и столбца присваивается единичное значение. По умолчанию все элементы матрицы **D** имеют нулевые значения. Пример ручного ввода матрицы **D** для рис. 2.1 (4 вывода) приведен в рис. 2.7. Для того чтобы указать параметры следующей линии передачи, вначале пишется команда NEXT_LINE, а затем для неё задаются параметры, как на рис. 2.5–2.7.

```

SET "D" CREATE_REAL_MATRIX 5 4
SET "D" SET_MATRIX_VALUE D 1 0 1.
SET "D" SET_MATRIX_VALUE D 2 1 1.
SET "D" SET_MATRIX_VALUE D 3 2 1.
SET "D" SET_MATRIX_VALUE D 4 3 1.
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "D" D

```

Рис. 2.7. Ручной ввод матрицы **D**

Далее задаются параметры входного сигнала. Для этого предназначена команда SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER. На рис. 2.8 приведен пример задания параметров входного сигнала генератора э.д.с.


```

SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "voltage" 2.
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "rise_time" 100.e-12
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "fall_time" 100.e-12
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "duration" 200.e-12
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "n_edge_count" 40
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "count_degree" 12
SET "n_sources" 1
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "n_node_voltages" n_node_voltages
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "n_sources" n_sources SET "sources_m"
CREATE_REAL_MATRIX n_sources n_node_voltages
SET "sources_m" SET_MATRIX_VALUE sources_m 0 0 1.
SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER "sources_m" sources_m

```

Рис. 2.8. Ввод параметров входного сигнала

Рассмотрим назначение параметров входного сигнала по порядку. (Слева указано наименование параметра входного сигнала в виде, в котором оно используется в качестве первого аргумента команды SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER. После тире указан тип второго аргумента команды SET_INPUT_SIGNAL_PARAMETER, который соответствует приведенному слева наименованию. Далее дана расшифровка назначения параметра входного сигнала и его размерность.)

- voltage – double, амплитуда входного сигнала, В;
- rise_time – double, длительность переднего фронта импульса;
- fall_time – double, длительность заднего фронта импульса;
- duration – double, длительность вершины импульса;
- n_edge_count – long, число отсчетов на фронт (для выбора интервала дискретизации), безразмерный;
- count_degree – long, для $2^{\text{count_degree}}$ – число отчетов на период повторения импульсов для алгоритмов БПФ;
- n_sources – long, число подключенных источников, безразмерный;
- sources_m – real_m, матрица действительных чисел, в которой указывается, к какому узлу подключен источник сигнала.

После ввода параметров входного сигнала необходимо задать активные и реактивные элементы с сосредоточенными параметрами. Для этого задаются матрицы **Hr**, **Hg**, **Wc**, **Wl**. Поскольку в состав схемы на рис. 2.1 входят только резисторы, то ненулевые элементы будет иметь только матрица **Hr**. Тем не менее, на рис. 2.9 создаются и передаются в виде аргументов команде SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER также матрицы **Hg**, **Wc**, **Wl**. Это необходимо для того, чтобы указать размерность этих нулевых матриц.

```

SET "Hr" CREATE_REAL_MATRIX 5 5
SET "Hg" CREATE_REAL_MATRIX 5 5
SET "Wc" CREATE_REAL_MATRIX 5 5

```

```

SET "W1" CREATE_REAL_MATRIX 5 5
SET "R1" 50.
SET "R2" 100.
SET "R3" 100.
SET "R4" 100.
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 0 0 DIV 1. R1
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 0 1 DIV -1. R1
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 1 0 DIV -1. R1
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 1 1 DIV 1. R1
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 2 2 DIV 1. R2
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 3 3 DIV 1. R3
SET "Hr" SET_MATRIX_VALUE Hr 4 4 DIV 1. R4
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "Hr" Hr
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "Hg" Hg
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "Wc" Wc
SET_TRANSMISSION_LINE_PARAMETER "W1" W1

```

Рис. 2.9. Ввод матриц **Hr**, **Hg**, **Wc**, **W1**

По завершении ввода параметров схемы можно приступить к вычислению отклика. Для этого назначена команда `CALCULATE_RESPONSE`, аргументом которой является частота, на которой вычислялись матрицы потерь **R**, **G**. Пример использования этой команды приведен на рис. 2.10.

```

SET "f0" 1.0000e+9
CALCULATE_RESPONSE

```

Рис. 2.10. Вычисление отклика

Для получения результатов вычисления отклика используется команда `GET_V`. Её параметр может принимать следующие значения: "V1f", "V2f", "V3f", "V4f". В качестве возвращаемого значения команды `GET_V` выступает вектор комплексных чисел. На рис. 2.11 приведен пример скрипта, который осуществляет форматированный вывод результатов вычисления отклика в файлы в корневой директории диска D. Данные из этих файлов можно легко импортировать в любой математический пакет для последующего построения и анализа. (Из-за ограниченной ширины страницы некоторые строки скрипта перенесены. Однако в системе `TAL-GAT` эти строки не содержат переносов.)

```

CREATE_KEYWORD "write_elm"
SET "elm" GET_MATRIX_VALUE response 0 TO_LONG i
WRITE NEW_LINE
IF LESS IMAG elm 0.
    THEN WRITE FORMAT_STRING "dbdi" REAL elm IMAG elm
    THEN NULL
    WRITE FORMAT_STRING "db+di" REAL elm IMAG elm
END_CREATE_KEYWORD
OPEN_FOR_WRITE "D:\v1f.txt"
ECHO LINE_TO_STRING * V1f *

```

```

SET "response" GET_V "V1f"
FOR "i" 0. TO_DOUBLE MINUS GET_MATRIX_COLS response 1 1. write_elm
CLOSE
OPEN_FOR_WRITE "D:\V2f.txt"
ECHO LINE_TO_STRING * V2f *
SET "response" GET_V "V2f"
FOR "i" 0. TO_DOUBLE MINUS GET_MATRIX_COLS response 1 1. write_elm
CLOSE
OPEN_FOR_WRITE "D:\V3f.txt"
ECHO LINE_TO_STRING * V3f *
SET "response" GET_V "V3f"
FOR "i" 0. TO_DOUBLE MINUS GET_MATRIX_COLS response 1 1. write_elm
CLOSE
OPEN_FOR_WRITE "D:\V4f.txt"
ECHO LINE_TO_STRING * V4f *
SET "response" GET_V "V4f"
FOR "i" 0. TO_DOUBLE MINUS GET_MATRIX_COLS response 1 1. write_elm
CLOSE

```

Рис. 2.11. Скрипт для сохранения результатов вычисления отклика в файлы в формате, пригодном для импорта в математический пакет

2.2.2. Тестирование реализации

В этом разделе выполняется тестирование программной реализации вычисления временного отклика путём сравнения с опубликованными результатами измерений или моделирования, а также полученными программой PSpice. В Приложении представлены коды программ.

Схема 1 для моделирования представлена на рис. 2.12 [67]. Как видно, она состоит из двух отрезков линий передачи и оконечных и соединительных цепей, включающих резисторы.

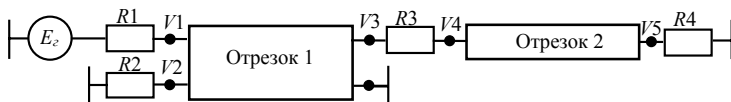


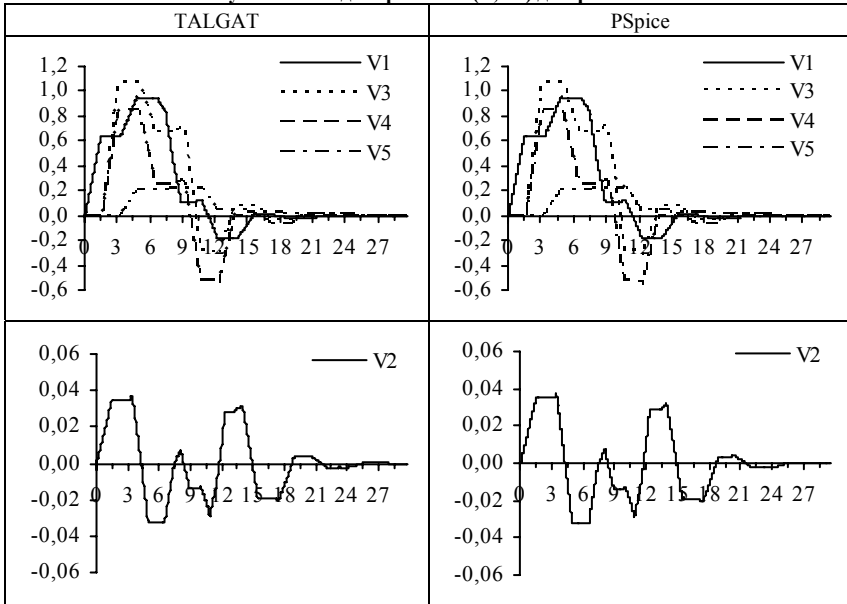
Рис. 2.12. Схема из двух отрезков разных линий передачи [67]

Параметры отрезка 1: длина $l=0,3048$ м,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 494,6 & 63,3 \\ 63,3 & 494,6 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 62,8 & -4,9 \\ -4,9 & 62,8 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}.$$

Параметры отрезка 2: $L=2$ мкГн/м; $C=15$ пФ/м; длина $l=0,3048$ м. Параметры элементов цепей: $R1=50$ Ом, $R2=100$ Ом, $R3=100$ Ом, $R4=50$ Ом. Параметры E_s : $E_0=1$ В, время фронта и спада импульса $t_r=t_f=1,5$ нс, а длительность плоской вершины $t_d=6$ нс. Результаты вычисления форм напряжения в каждом узле схемы приведены в табл. 2.5, из которой видно отличное совпадение форм сигнала и пиковых значений напряжения.

Результаты моделирования (В, нс) для рис. 2.12



T-образная схема показана на рис. 2.13 [67]. Параметры отрезков и воздействия те же, $R1=50$ Ом, $R2=R3=R4=R5=R6=200$ Ом. Длины отрезков: $l_1=0,3048$ м, $l_2=0,4572$ м, $l_3=0,6096$ м. Результаты показаны в табл. 2.6. Как видно, формы сигналов и пиковые значения напряжений совпадают.

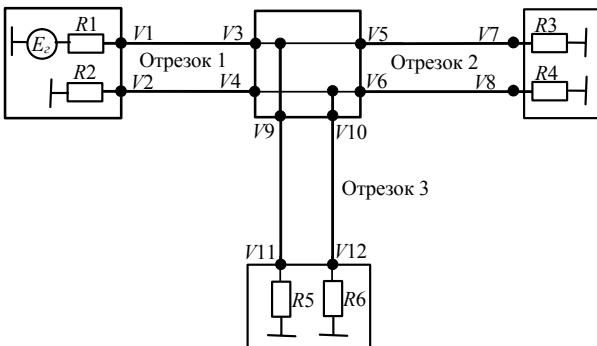


Рис. 2.13. T-образная схема соединения линий передачи [67]

Результаты моделирования для рис. 2.13

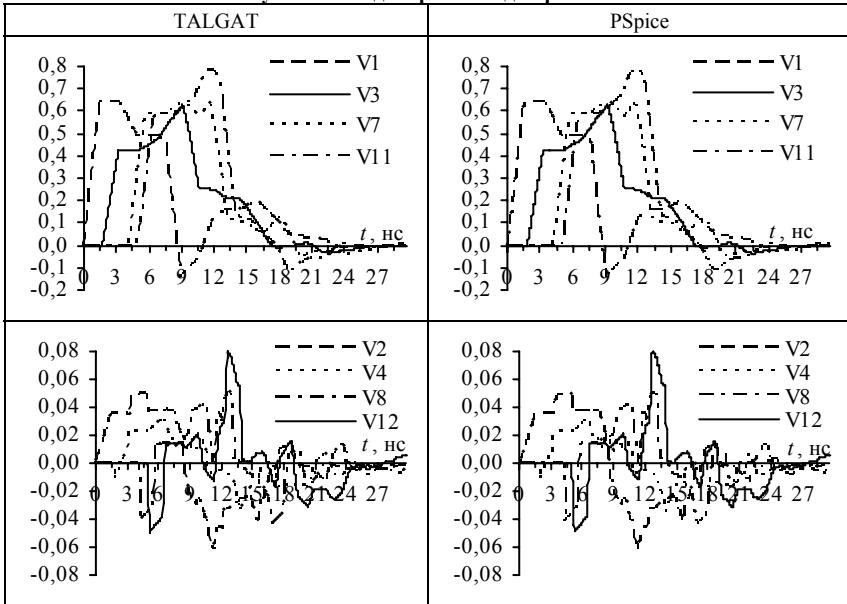


Схема моделирования, представленная на рис. 2.14 [67], состоит из трех отрезков линий передачи, причём отрезок 2 и отрезок 3 образуют замкнутый контур ($R1=50$ Ом, $R2=100$ Ом, $R3=100$ Ом).

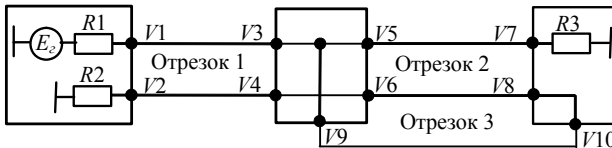


Рис. 2.14. Схема из трех отрезков линий передачи с замкнутым контуром [67]

Параметры отрезка 1 и отрезка 2, параметры E_s такие же как у схемы 1. Параметры отрезка 3: $L=464,9$ нГн/м, $C=62,8$ пФ/м. Длины 3-х отрезков равны $l=0,3048$ м. Результаты вычисления форм напряжения в каждом узле схемы представлены в табл. 2.7. Как видно, формы сигналов и пиковые значения амплитуды напряжения совпадают.

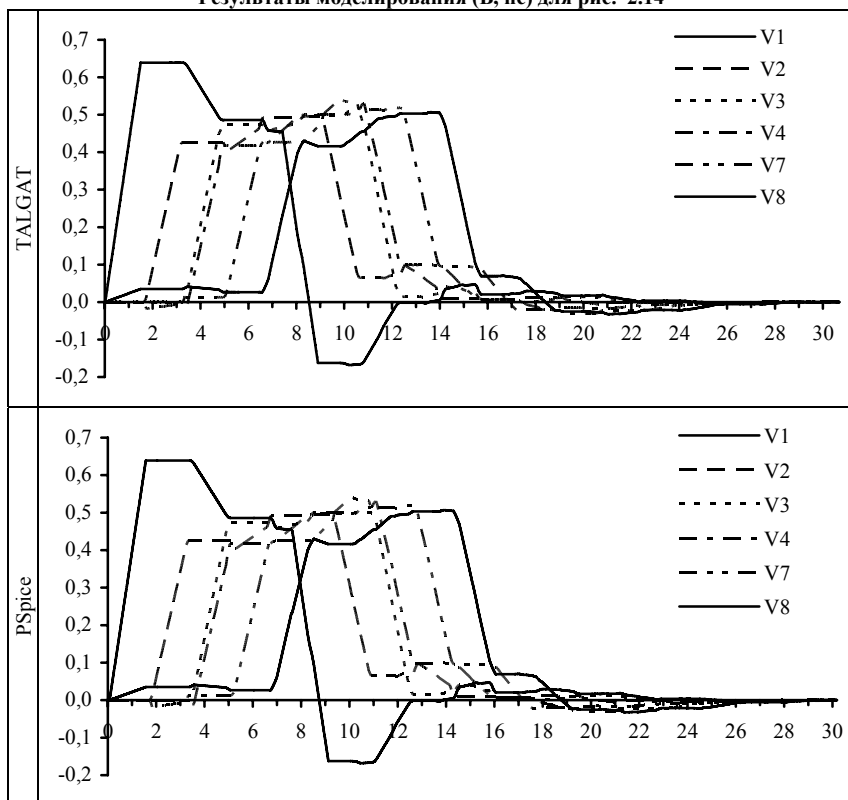
Схема моделирования, представленная на рис. 2.15 [74], состоит из двух отрезков разных линий передачи. Параметры отрезка 1 (Transmission line 1): длина $l=0,3$ м,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,18 & 0 & 0 \\ 0,18 & 1,5 & 0,18 & 0 \\ 0 & 0,18 & 1,5 & 0,18 \\ 0 & 0 & 0,18 & 1,5 \end{bmatrix} \text{ мкГн/м;}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0,266 & -0,02 & 0 & 0 \\ -0,02 & 0,266 & -0,02 & 0 \\ 0 & -0,02 & 0,266 & -0,02 \\ 0 & 0 & -0,02 & 0,266 \end{bmatrix} \text{ нФ/м.}$$

Таблица 2.7

Результаты моделирования (В, нс) для рис. 2.14



Параметры отрезка 2 (Transmission line 2): длина $l=0,4$ м,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 750 & 95 \\ 95 & 750 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0,133 & -0,009 \\ -0,009 & 0,133 \end{bmatrix} \text{ нФ/м}.$$

Параметры источника сигнала E такие же, как у схемы 1. Результаты вычисления формы напряжения в узле V_{out} представлены в табл. 2.6. Видно хорошее совпадение форм в первой половине сигнала. Однако с увеличением времени, формы сигналов напряжения, вычисленные в TALGAT, и из [74] все более различаются. Это вызвано тем, что в [74] для вычисления форм сигнала используется численный метод обратного преобразования Лапласа, в котором, для ускорения вычислений сделан ряд аппроксимаций. Отметим, что в данном примере это приводит к занижению уровня отрицательной полуволны отклика на 17%. (с 0,35 В до 0,3 В), что говорит о необходимости корректного применения приближенных моделей.

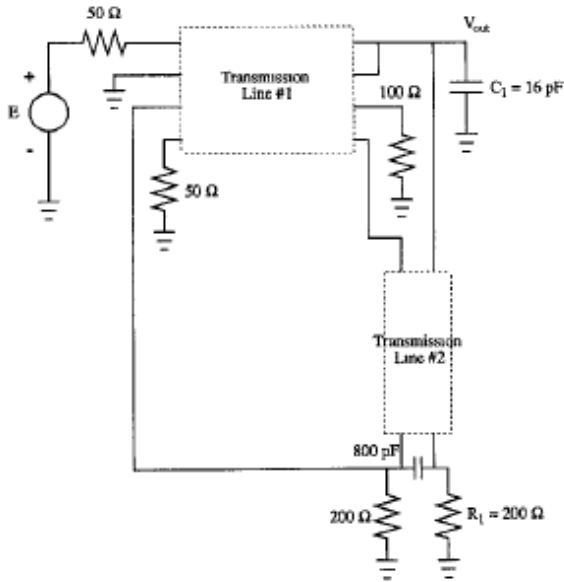


Рис. 2.15. Схема из отрезков разных линий передачи со сложными соединительными цепями из [74]

На рис. 2.16 [82] представлена схема меандровой линии задержки, которая состоит из девяти проводников длиной l , $R_S = R_L = 50$ Ом. Параметры V_S : амплитуда $E_0 = 1$ В, время фронта импульса $t_f = 350$ пс.

Таблица 2.8

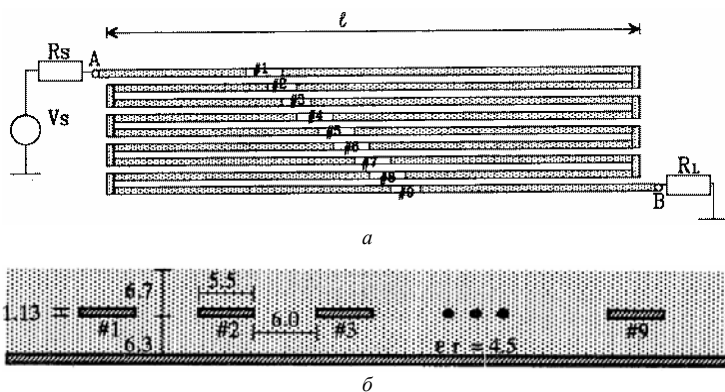
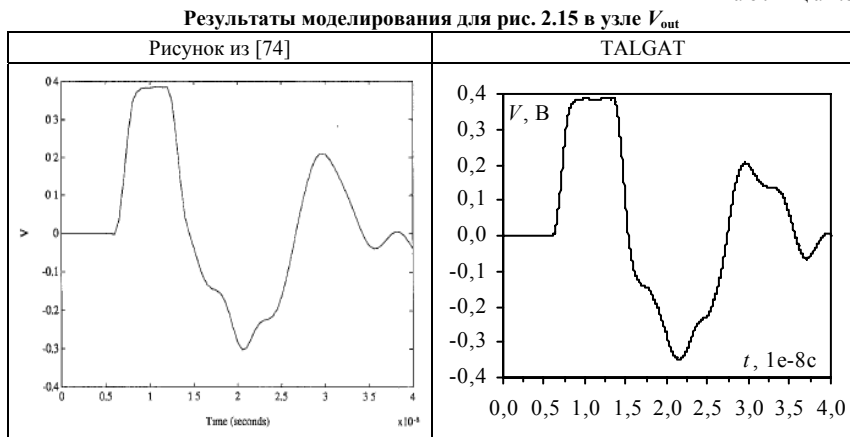


Рис. 2.16. Меандровая линия задержки (а) и ее поперечное сечение (б) [82]

Параметры на рис. 2.16 б приведены в mils. (Толщина проводника $t = 0,0287$ мм, ширина – $w = 0,1397$ мм, высота слоя диэлектрика $h_d = 0,33$ мм, расстояние между проводниками $s = 0,1524$ мм.) Результаты вычисления форм напряжения в узлах А (---) и В (—) без учета потерь для $l = 5, 10$ см показаны на рис. 2.17 б. При их сравнении с результа-

тами из [82] (рис. 2.17 *а*), видно, что формы сигнала совпадают, а различие по времени и амплитуде ступенек сигнала в среднем несколько процентов (табл. 2.9) и вызвано разными методами вычисления матриц параметров и отклика.

На рис. 2.18 *а* представлены формы напряжения, экспериментально измеренные для рис. 2.16 [82], а формы сигналов, вычисленные в системе TALGAT с учетом потерь и дисперсии, представлены на рис. 2.18 *б*. Из них видны небольшие различия в форме сигнала, но характер изменений совпадает. Ступеньки сглажены из-за потерь, а различие амплитуд составляет в среднем несколько процентов (табл. 2.10).

Таблица 2.9

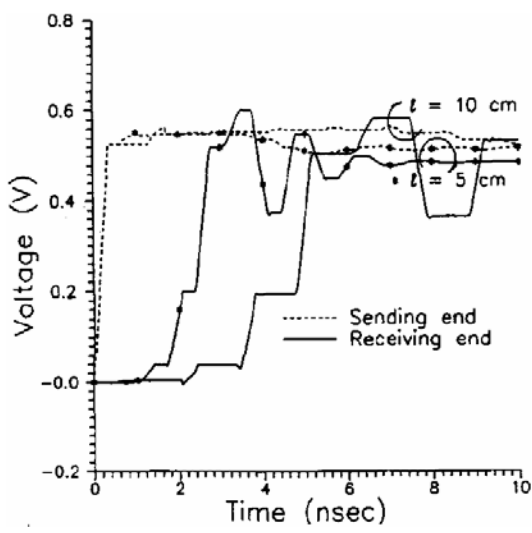
Сравнение значений по времени и амплитуде ступенек сигнала рис. 2.17 *а* и 2.17 *б*

	Точки	t_a , нс	t_b , нс	$\frac{(t_a - t_b)}{t_a} \cdot 100\%$	V_a , В	V_b , В	$\frac{(V_a - V_b)}{V_a} \cdot 100\%$
		(рис. 2.17 <i>а</i>)	(рис. 2.17 <i>б</i>)		(рис. 2.17 <i>а</i>)	(рис. 2.17 <i>б</i>)	
$l = 5$ см	<i>A</i>	1,4	1,5	7%	0,04	0,04	0%
	<i>B</i>	2,2	2,2	0%	0,20	0,25	25%
	<i>C</i>	2,8	2,7	4%	0,52	0,55	5%
	<i>D</i>	3,4	3,4	0%	0,60	0,60	0%
	<i>E</i>	4,0	4,0	0%	0,36	0,38	5%
	<i>F</i>	4,8	4,8	0%	0,55	0,57	4%
	<i>G</i>	5,4	5,4	0%	0,45	0,45	0%
$l = 10$ см	<i>A</i>	2,4	2,6	8%	0,04	0,04	0%
	<i>B</i>	3,8	3,9	3%	0,2	0,24	20%
	<i>C</i>	5,2	5,4	4%	0,50	0,50	0%
	<i>D</i>	6,6	6,7	2%	0,58	0,58	0%
	<i>E</i>	7,9	8,2	4%	0,36	0,35	3%

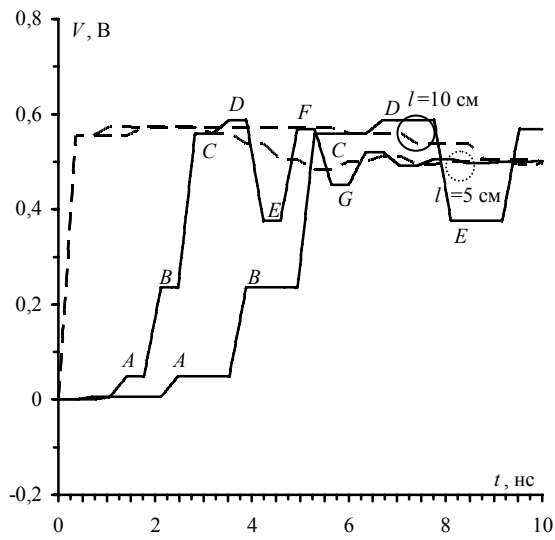
Таблица 2.10

Сравнение значений по амплитуде ступенек сигнала рис. 2.18 *а* и 2.18 *б*

	Точки	V_a , В	V_b , В	$\frac{(V_a - V_b)}{V_a} \cdot 100\%$
		(рис. 2.18 <i>а</i>)	(рис. 2.18 <i>б</i>)	
$l = 5$ см	<i>A</i>	0,05	0,05	0%
	<i>B</i>	0,20	0,22	10%
	<i>C</i>	0,54	0,55	2%
	<i>D</i>	0,38	0,37	3%
	<i>E</i>	0,51	0,52	2%
	<i>F</i>	0,46	0,45	2%
$l = 10$ см	<i>A</i>	0,05	0,05	0%
	<i>B</i>	0,18	0,20	11%
	<i>C</i>	0,44	0,50	13%
	<i>D</i>	0,53	0,54	2%
	<i>E</i>	0,36	0,38	5%

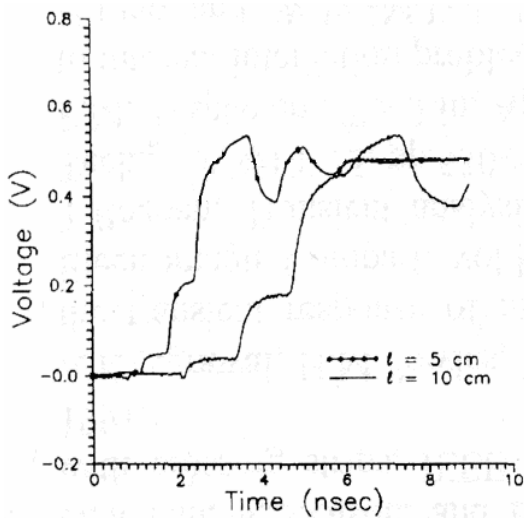


a

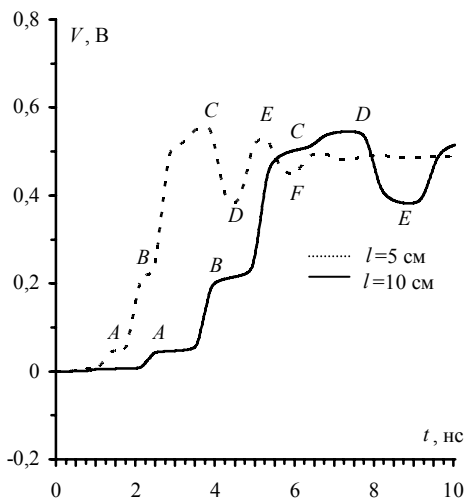


б

Рис. 2.17. Вычисленные формы сигнала без учета потерь: из [82] (а) и в TALGAT (б)



a



б

Рис. 2.18. Формы сигнала: полученные экспериментально [82] (а) и вычисленные в TALGAT с учетом потерь (б)

3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В МЕЖСОЕДИНЕНИЯХ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

3.1. Дальняя перекрестная помеха в многопроводном отрезке микрополосковой линии при воздействии на несколько проводников

В данном разделе приведены результаты исследования дальней перекрестной помехи в микрополосковой линии при подключении к линии нескольких источников сигнала [83].

Структура микрополосковой линии с покрывающим диэлектрическим слоем представлена на рис. 3.1, где t и w – толщина и ширина проводников, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, h_1 – толщина подложки. Вычисление погонных коэффициентов электростатической C и электромагнитной L индукции выполнялось в системе TALGAT для параметров $t/w=0,01$; $d/w=1$; $s/w=1$; $h_1/w=0,5$. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_{r1}=3$, покрывающего слоя $\varepsilon_{r2}=5$, а его относительная толщина $h_2/w=0,0$; $0,4$.

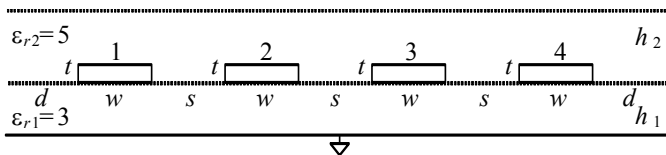


Рис. 3.1. Поперечное сечение исследуемой структуры

Для вычисления формы напряжений дальней перекрёстной помехи использовалась модель Джорджевича [67]. Вычисление выполнялось без учета потерь и дисперсии в линии передачи. Полагалось, что внутреннее сопротивление источников сигнала равно нулю, а ко всем остальным концам линий подключены резисторы с сопротивлением, равным соответствующему диагональному элементу матрицы импедансов структуры. Хорошим приближением к реальному импульсу цифрового сигнала считается сигнал трапецевидной формы. Поэтому проводники возбуждались генератором импульса э.д.с. в форме трапеции (рис. 3.2), где E_0 – амплитуда импульса, t_r и t_f – время фронта и спада импульса, а t_d – длительность плоской вершины ($E_0=1$ В, $t_r = t_f=100$ пс). Длина линии $l=0,2$ м.

Проводники, на которые подаются сигналы, будем называть активными (А), а остальные – пассивными (П). Вычисленные формы напряжений дальней перекрестной помехи (наводки на конце линии, дальнем от сиг-

нального) на проводниках 2, 3, 4 для шести вариантов приведены в табл. 3.1, где для краткости вариант воздействия обозначен буквами, например ААПП, т.е. активны проводники 1 и 2, а пассивны – 3 и 4.

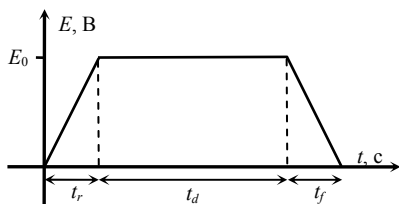


Рис. 3.2. Форма импульса э.д.с. генератора

Из результатов моделирования можно сделать такие выводы. Наличие второго диэлектрического слоя позволяет уменьшить дальнюю помеху при всех вариантах воздействий в 2–24 раза. Это объяснимо выравниванием скоростей мод (табл. 3.2). Если активная линия расположена с одной стороны пассивной, то амплитуда на пассивной линии при $h_2/w=0$ составляет 30–35% от амплитуды входного сигнала, независимо от количества источников, подключенных к линии. Если активные линии расположены с обеих сторон пассивной линии, то, как видно в вариантах ААПА и АПАП, амплитуда прямой перекрестной помехи достигает 60% от амплитуды входного сигнала (т.е. почти удваивается) при $h_2/w=0$, а при $h_2/w=0,4$ амплитуда уменьшается до 2,5%. В варианте ААПП при $h_2/w=0,4$ пиковые значения на линии 4 больше, чем на линии 3.

Таблица 3.1

		Формы напряжений дальних перекрёстных помех при нескольких источниках	
		$h_2/w=0$	$h_2/w=0,4$
ААПП	$\frac{V3}{V4}$		
	$\frac{V3}{V4}$		

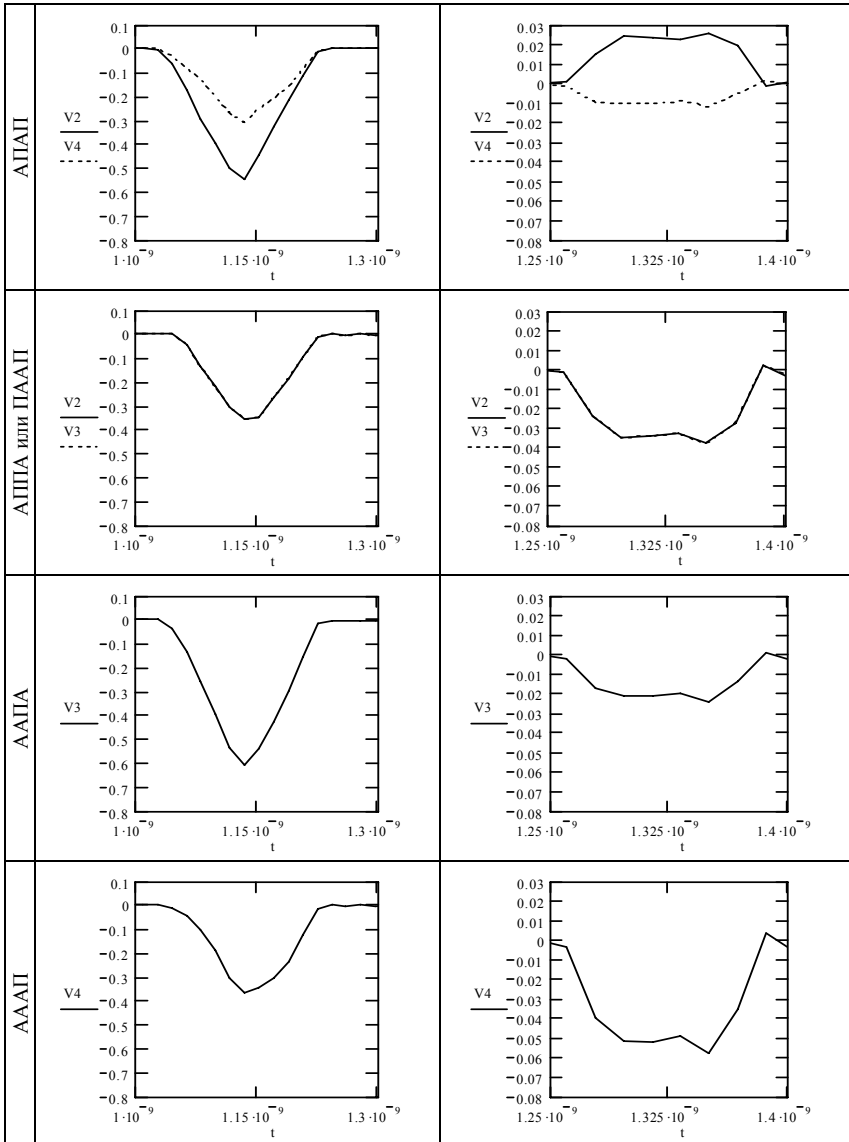


Таблица 3.2

Скорости (м/с) четырех (1, 2, 3, 4) мод в четырехпроводной линии					
h_2/w	1	2	3	4	max/min
0	$1,949 \cdot 10^8$	$2,1 \cdot 10^8$	$2,028 \cdot 10^8$	$2,134 \cdot 10^8$	1,095
0,4	$1,7 \cdot 10^8$	$1,71 \cdot 10^8$	$1,694 \cdot 10^8$	$1,713 \cdot 10^8$	1,011

3.2. Искажения импульсных сигналов в межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы

В данном разделе приведены результаты исследования искажений импульсных сигналов в сложных межсоединениях помехозащищенной теплопроводной монтажной платы (ПТМП) [84].

Структура фрагмента поперечного сечения ПТМП показана на рис. 3.3, где w – ширина печатного проводника, t – толщина печатного проводника. Печатную плату на основе стеклотекстолита СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83 толщиной h_2 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} прессовали к металлической пластине через диэлектрический слой толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} , состоящий из четырех слоев стеклоткани прокладочной СТП-4 ТУ 16-503.215-81 и двух слоев пленки САФ ТУ 16-88 И79.0007.002ТУ. Фотошаблон ПТМП (в уменьшенном виде) представлен на рис. 3.4.

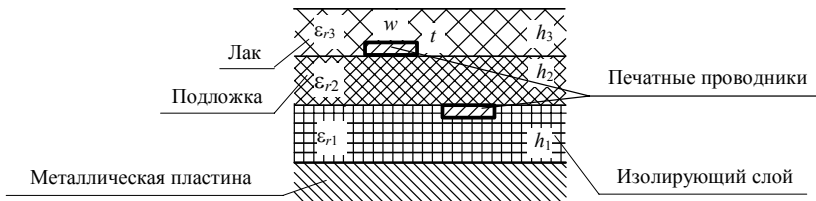


Рис. 3.3. Фрагмент поперечного сечения ПТМП

Для платы с четырьмя слоями СТП исходные параметры, на основе которых выполнялось исследование, сведены в табл. 3.3 [85].

Таблица 3.3

Значения исходных параметров											
Параметр	w , мм	t , мм	h_1 , мм	h_2 , мм	h_3 , мм	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	ϵ_{r3}	$\tan\delta_1$	$\tan\delta_2$	$\tan\delta_3$
Значение	$0,35 \pm 0,05$	$0,16^{+0,04}_{-0,01}$	0,298	$0,17^{+0,03}_{-0,02}$	0,5	5,4	5,5	4,5	0,025	0,025	0,03

Визуальный анализ ПТМП выявил, что наибольшую актуальность для исследования искажений сигналов представляют два фрагмента (рис. 3.4): две связанные линии и межсоединение из четырех последовательно соединенных отрезков линий. Они детально рассмотрены далее.

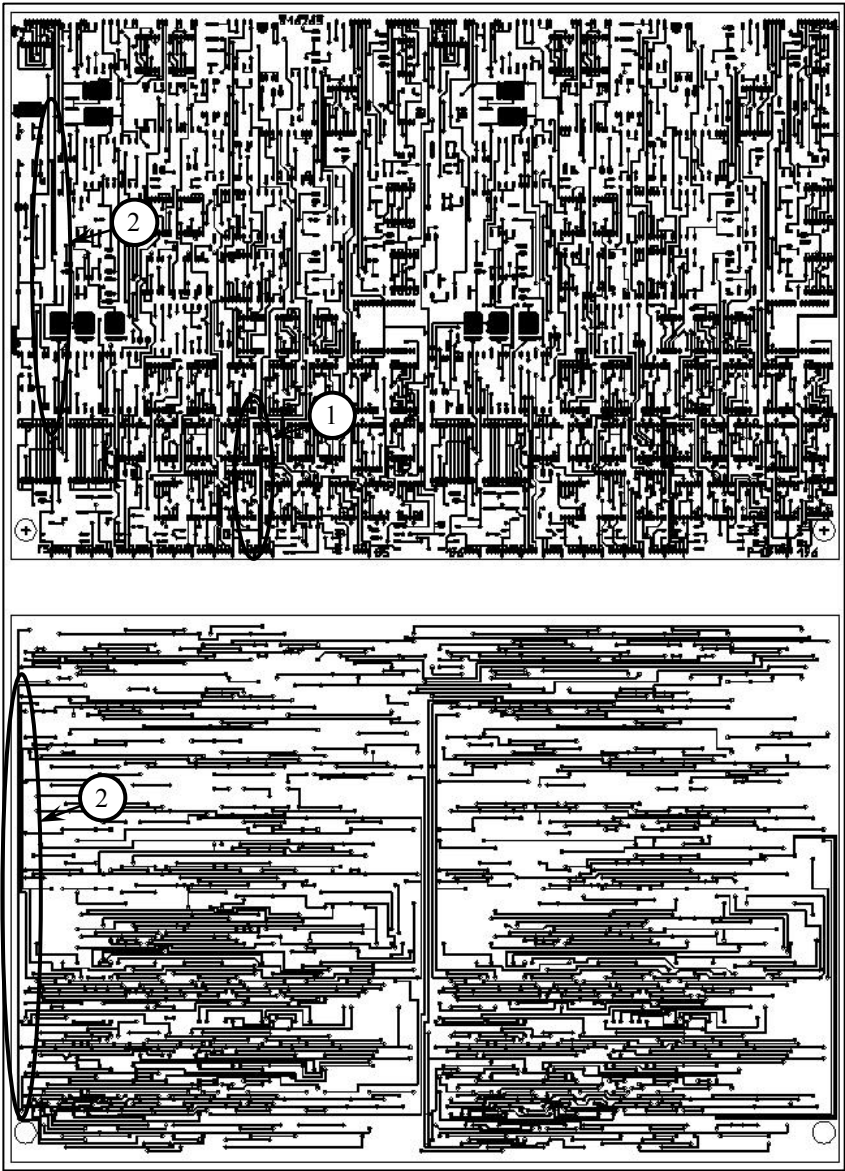


Рис. 3.4. Графика фотошаблонов двух сторон печатной платы

3.2.1. Фрагмент 1: две связанные линии

Из плотных межсоединений выбрано самое длинное: фрагмент 1 из двух связанных подвешенных полосковых линий с шагом трассировки $w+s=0,625$ мм (рис. 3.5). Для моделирования этот фрагмент представляется в виде трех отрезков линии передачи с длинами, начиная от края, $l_1=25,0\pm 0,5$ мм, $l_2=4,5\pm 0,5$ мм, $l_3=17\pm 0,5$ мм (всего $46,5\pm 0,5$ мм), где E_c – генератор э.д.с., $R1-R4$ – резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам \mathbf{Z} (т.е. на концах псевдосогласование [86]), C_d – емкость неоднородности (для прямого угла $C_d=wC_{11}=0,033$ пФ [87], C_{11} – погонный коэффициент электростатической индукции), l – длины отрезков, $V1-V4$ – вычисляемые формы импульсного сигнала.

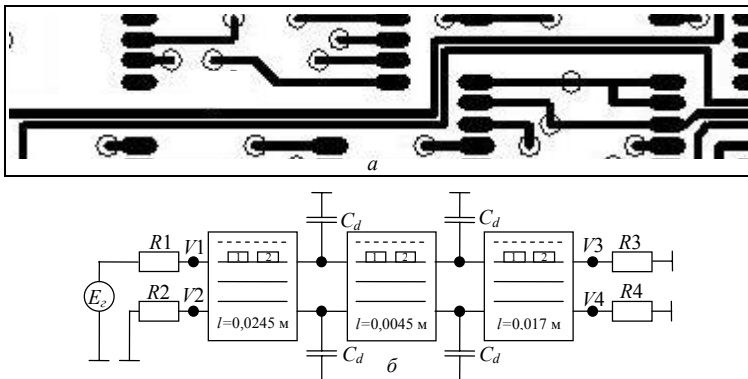


Рис. 3.5. Фрагмент 1 (а), эквивалентная схема с поперечными сечениями фрагмента (б)

Для платы без лака и с лаком вычисление матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} выполнялось в LINPAR [88] и TALGAT, а \mathbf{R} и \mathbf{G} – в LINPAR на $f_0=1$ ГГц (табл. 3.4). Как видно, результаты, полученные в LINPAR и TALGAT, сопоставимы. Отличия объяснимы различным числом сегментов: в LINPAR максимальное число сегментов равно 100, а в TALGAT вычисления производились при очень частой сегментации (знаки сегментов сливаются в жирную линию).

Вначале рассмотрим фрагмент 1 как один отрезок с суммарной длиной трех (без учета C_d). Вычисление форм сигнала в начале и конце линий выполнялось для $t_r = t_f = 1$ нс; 100 пс с учетом и без учета потерь (см. табл. 3.5–3.7, матрицы: (—) – TALGAT; (---) – LINPAR). Формы сигнала вычислялись в TALGAT (разд. 2.2) с учетом дисперсии по разд. 1.2.4.

Из табл. 3.5 видны различия по амплитуде из-за различия матриц из TALGAT и LINPAR. Уровень перекрестной помехи, без учета потерь, на ближнем конце, к амплитуде сигнала на входе линии равен 9% (без лака)

и 14% (с лаком), а на дальнем – 1,7 – 2,5% (без лака) и 1 – 3% (с лаком). При учете потерь уровень на ближнем конце равен 8% (без лака) и 14% (с лаком), а на дальнем – 2 – 2,5% (без лака) и 1 – 3% (с лаком). Как видно, потери почти не влияют на форму сигнала. В пассивной линии наличие лака увеличивает амплитуду перекрестной помехи на ближнем конце на 5%, а на дальнем – почти не изменяет, но меняет полярность.

Для тестирования TALGAT использовался и PSpice (табл. 3.6). Видно отличное совпадение форм и пиковых значений сигнала, что подтверждает достоверность результатов вычисления по реализованной модели.

Таблица 3.4

Матрицы L, C, R, G, Z без лака для фрагмента 1

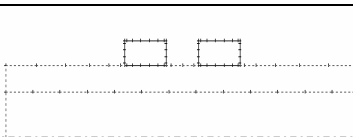
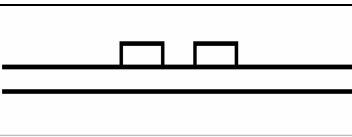
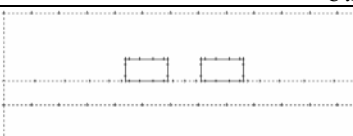
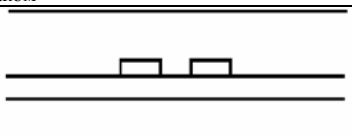
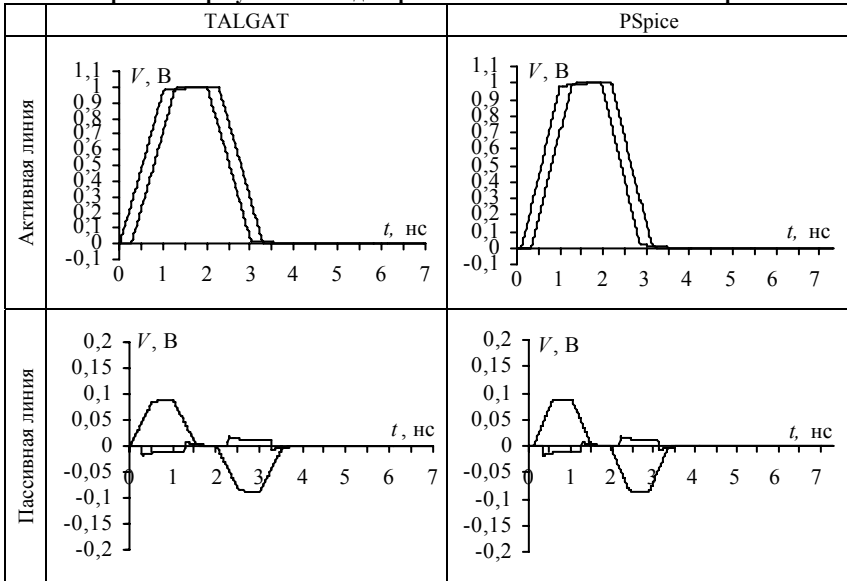
	LINPAR		TALGAT	
Без лака				
Поперечное сечение				
L , нГн/м	396,4	151,9	388,80	147,17
	151,9	396,4	147,17	388,80
C , пФ/м	96,91	-20,55	95,055	-24,439
	-20,55	96,91	-24,439	95,055
R , Ом/м на 1 ГГц	12,3	2,04		
	2,043	12,3		
G , См/м на 1 ГГц	0,012	-0,00156		
	-0,00156	0,012		
Z , Ом	(65,34. 0,5106) (19,57. 0,24)		66,044	21,076
	(19,57. 0,24) (65,34. 0,5106)		21,076	66,044
С лаком				
Поперечное сечение				
L , нГн/м	394,9	149,4	388,80	147,17
	149,4	394,9	147,17	388,80
C , пФ/м	153,8	-57,36	150,7	-62,13
	-57,36	153,8	-62,130	150,7
R , Ом/м на 1 ГГц	12,13	1,912		
	1,912	12,13		
G , См/м на 1 ГГц	0,02589	-0,01057		
	-0,01057	0,02589		
Z , Ом	(54,74. 0,5775) (20,54. 0,2202)		55,7428	20,0481
	(20,54. 0,2202) (54,74. 0,5775)		20,0481	55,7428

Таблица 3.5

Формы сигнала в начале и в конце линий ($E_0=2$ В, $t_r=t_f=1$ нс, $t_d=1$ нс)

	Без лака	С лаком
Без учета потерь		
Активная линия		
Пассивная линия		
С учетом потерь		
Активная линия		
Пассивная линия		

Сравнение результатов моделирования отклика в TALGAT и PSpice



Из табл. 3.7 видно, что отличия по амплитуде импульса из-за различия погонных коэффициентов, вычисленных в TALGAT и LINPAR выражены сильнее, чем в табл. 3.6. Уровень перекрестной помехи, без учета потерь, на ближнем конце по отношению к амплитуде сигнала на входе линии равен 16% (без лака) и 20% (с лаком), а на дальнем конце 17–25% (без лака) и 2–9% (с лаком). При учете потерь, уровень перекрестных помех на ближнем конце равен 15% (без лака) и 20% (с лаком), а на дальнем – 17–24% (без лака) и 2–8% (с лаком). Потери на сигнал не влияют. Лак увеличивает амплитуду перекрестной помехи на ближнем конце на 4%, а на дальнем – уменьшает на 15%, меняя полярность перекрестной помехи.

Формы сигнала, вычисленные с учётом C_d , когда фрагмент моделируется в виде трех последовательно соединенных отрезков, представлены в табл. 3.8. Из табл. 3.8 видно, что при $t_r=t_f=1$ нс учет C_d не влияет на форму сигналов, а при $t_r=t_f=100$ пс влияет незначительно.

Для оценки влияния разброса параметров на форму сигнала было выполнено моделирование для разброса всех значений из табл. 3.3. Результаты моделирования отклика, наложенные друг на друга, представлены в табл. 3.9. Из табл. 3.9 видно, что разброс параметров, в общем, незначительно влияет на уровни сигналов.

Таблица 3.7

Формы сигнала в начале и в конце линий ($E_0=2$ В, $t_r=t_f=100$ пс, $t_d=1$ нс)

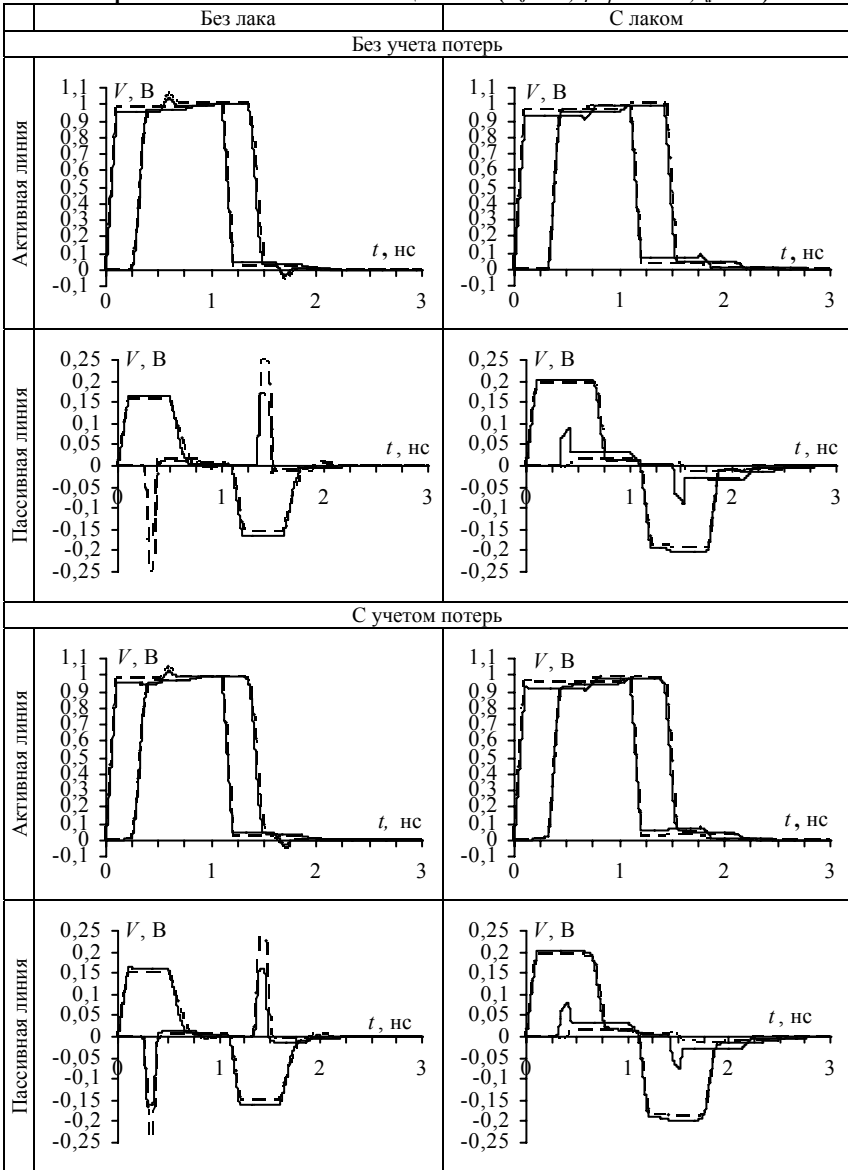


Таблица 3.8

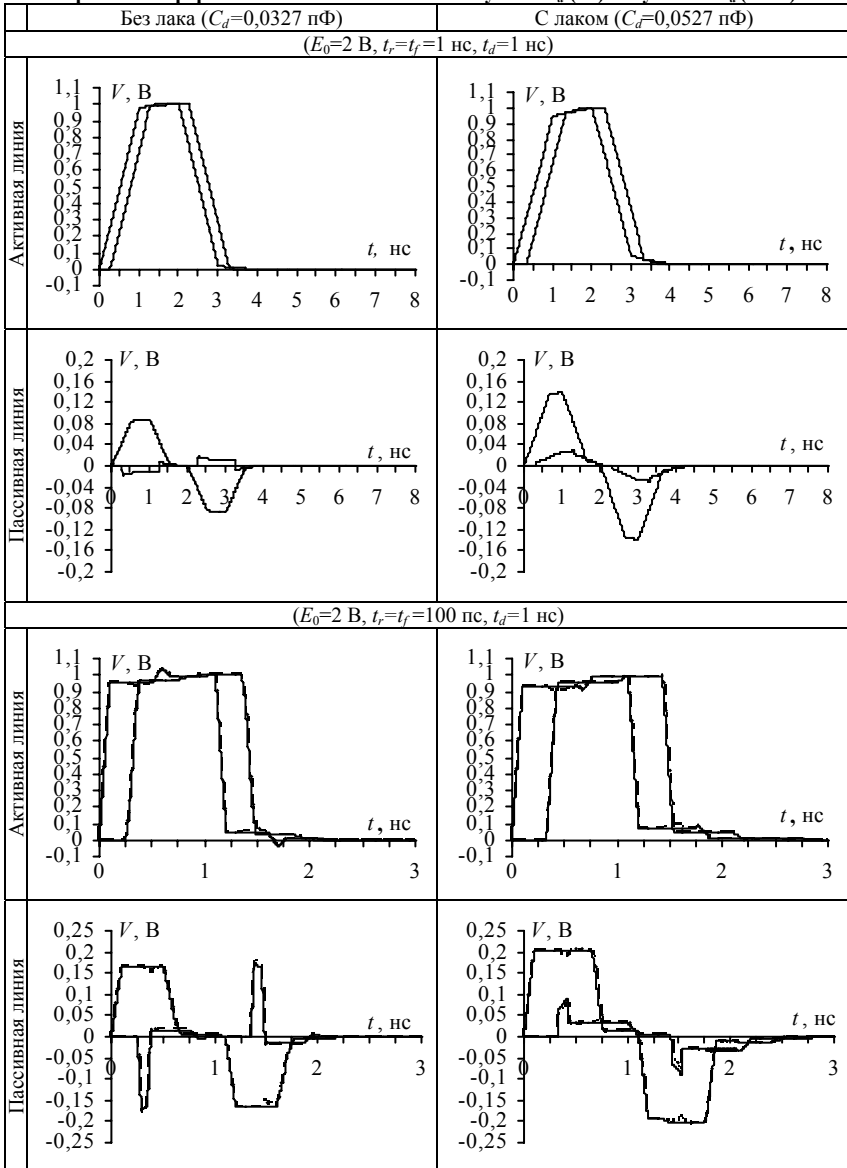
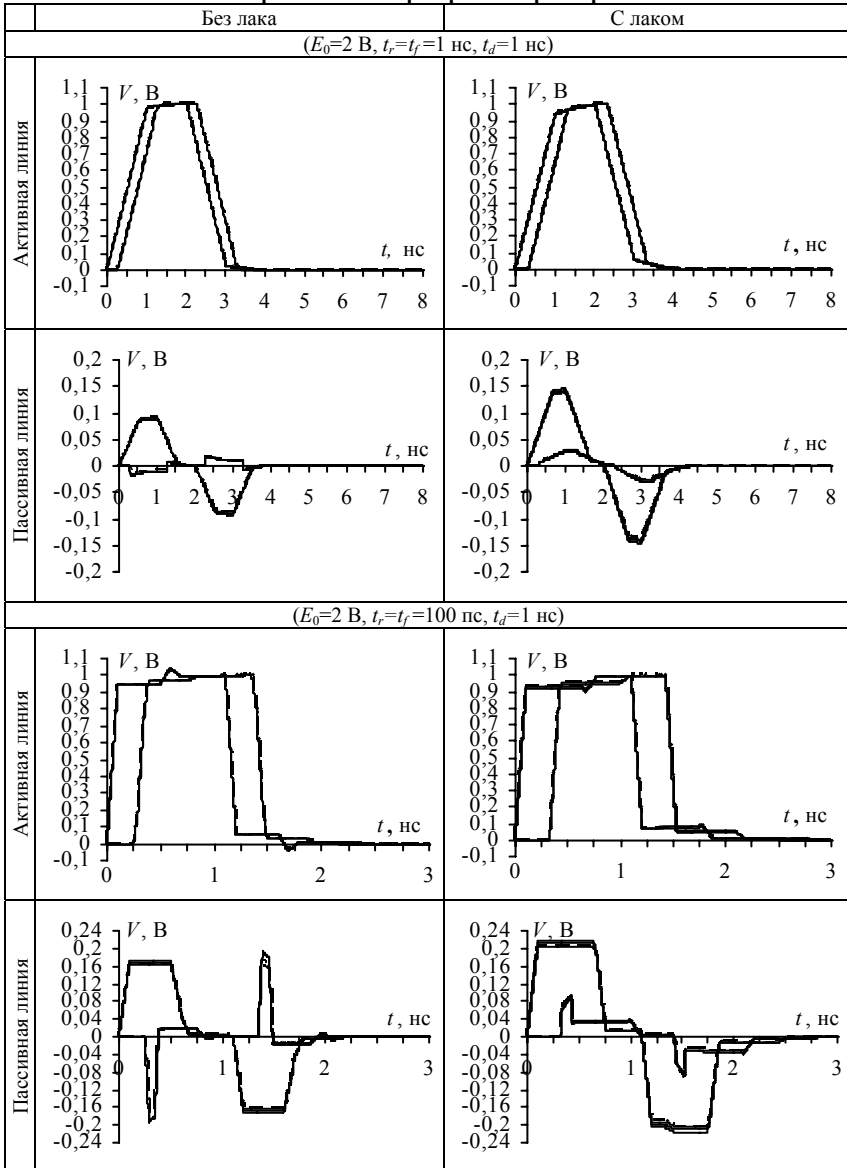
Сравнение форм сигнала вычисленных без учета C_d (—) и с учетом C_d (---)

Таблица 3.9

Формы сигнала с разбросом параметров



3.2.1.1. Экспериментальное моделирование

Для эксперимента [89] на концах проводников фрагмента 1 (рис. 3.5) выполнены 4 отверстия с резьбой М5. В отверстия установлены коаксиальные полосковые переходы типа СРГ-50. Вывод каждого соединен с концами проводников межсоединения, около которого расположен переход, короткой перемычкой. Подготовленные макеты показаны на рис. 3.6.

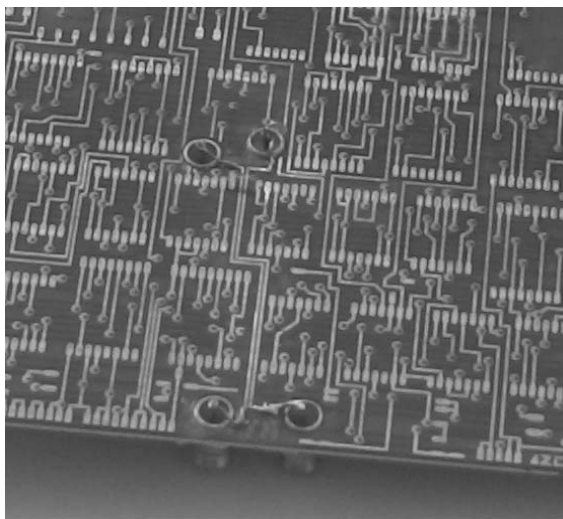


Рис. 3.6. Фотография фрагмента 1, подготовленного для эксперимента

Состав экспериментальной установки: осциллограф универсальный типа С1-91, в состав которого входят блок стробоскопического преобразователя Я4С-100, блок генератора Я4С-89, блок стробоскопической развертки Я4С-95; смеситель стробоскопический (0–18 ГГц); формирователь ($U > 0,4$ В, $\tau_f < 50$ пс); аттенюатор (6 дБ). Импульс подается с блока генератора на формирователь, с которого через аттенюатор – на начало линии, а с её исследуемого конца – на вход смесителя. Выход смесителя соединен кабелем с блоком стробоскопического преобразователя.

На начало активного проводника межсоединения подавался перепад напряжения 200 ± 5 мВ, спадающий за 50 пс. Осциллограмма напряжения в начале активного проводника показана на рис. 3.7. На рис. 3.8 представлено сравнение форм напряжения: измеренного экспериментально и вычисленного в системе TALGAT. Из сравнения видно, что амплитуды импульсов отличаются незначительно.

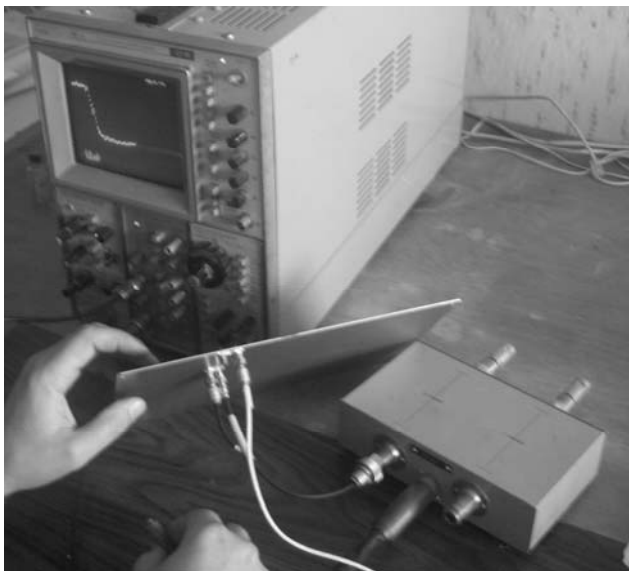


Рис. 3.7. Осциллограмма напряжения амплитудой 200 мВ (цена деления – 50 мВ) в начале активного проводника

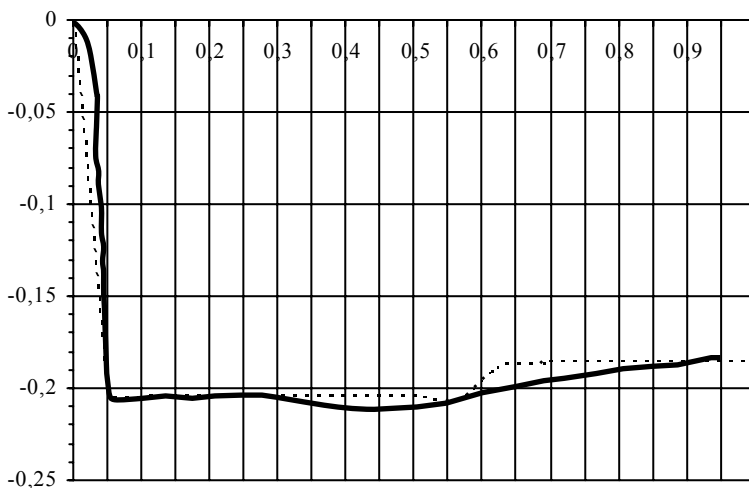


Рис. 3.8. Формы напряжения (В, нс) в начале активного проводника: измеренная (рис. 3.7) (—), вычисленная в системе TALGAT (.....)

Чтобы на экране осциллографа наблюдать наводку на дальнем конце пассивного проводника, к нему подключался кабель от входа формирователя, а к свободным концам межсоединения – нагрузки 50 Ом. На экране осциллографа наблюдалась перекрестная помеха уровнем 40 ± 1 мВ, т.е. 20% от перепада (рис. 3.9).

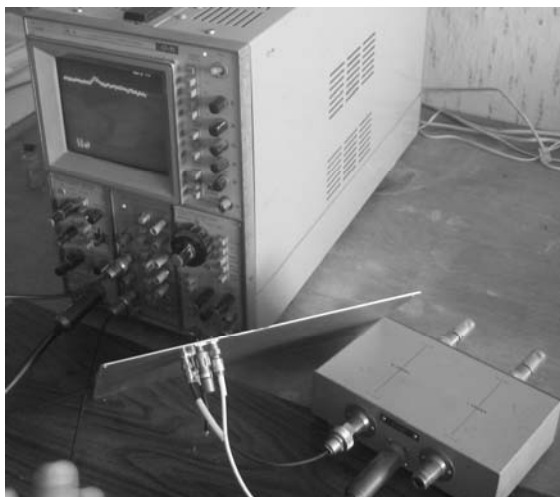


Рис. 3.9. Осциллограмма напряжения амплитудой 40 мВ (цена деления – 50 мВ) на конце пассивного проводника до нанесения лака

В табл. 3.10 представлены результаты вычисления в системе TALGAT: первый столбец для случая без лак, а второй – с тонким слоем (0,01 мм) триацетатной электроизоляционной слабопластифицированной пленки ТУ 6.17-499-84 (рис. 3.10), которая остается на поверхности платы после прессования. Из табл. 3.10 видно, что амплитуда перекрестной помехи на дальнем конце уменьшается на 35%.

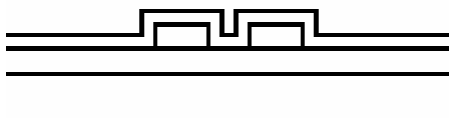
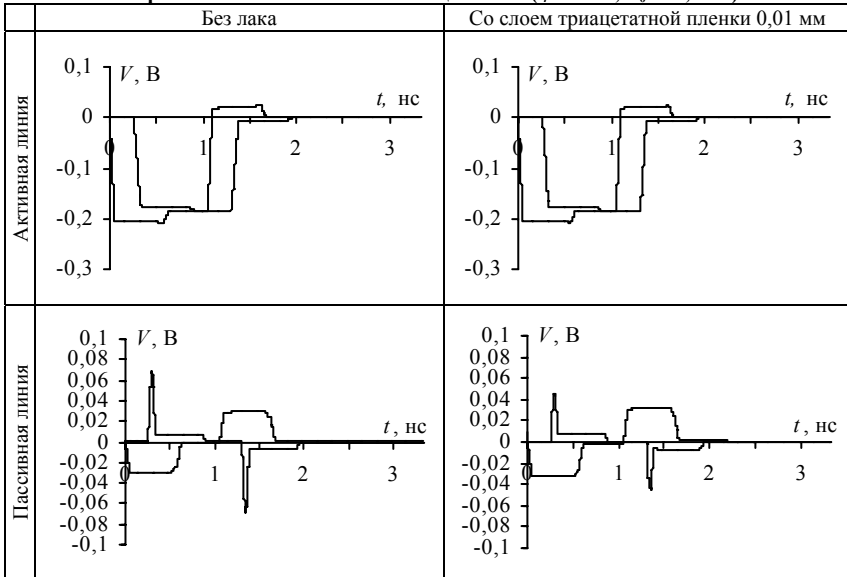


Рис. 3.10. Поперечное сечение ППЛ с тонким слоем триацетатной электроизоляционной слабопластифицированной пленки $\epsilon_r=4,5$ (TALGAT)

Таблица 3.10

Формы сигнала в начале и в конце линии ($t_r=50$ нс, $E_0=-0,37$ В)

На рис. 3.11 представлено сравнение форм напряжения: измеренной экспериментально (I) и вычисленных в системе TALGAT без учета потерь (A) и с учетом потерь (B). При сравнении (I) и (B) видно, что амплитуды импульсов различаются на 38%, а (B) и (I) на 17%. Таким образом, более точный учет реального диэлектрического заполнения и потерь в диэлектриках позволяет получить более близкие к экспериментальным результатам моделирования.

Для достижения более точного совпадения результатов моделирования в системе TALGAT и эксперимента с помощью измерительного комплекса фирмы Solartron Analytical [90] измерена относительная диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) и тангенс потерь ($\text{tg}\delta$) материалов на частоте $f_0=1$ МГц: стеклоткань (СТП-4-0,062, ТУ16-503.215-81) $\epsilon_{r1}=2,65$, $\text{tg}\delta_1=24,6\cdot 10^{-3}$, стеклотекстолит (СТФ-2-35 ТУ 16-503.161-83) $\epsilon_{r2}=3,96$, $\text{tg}\delta_2=15,8\cdot 10^{-3}$ и пленка триацетатная электроизоляционная слабопластифицированная (ТУ 6.17-499-84) $\epsilon_{r3}=2,95$, $\text{tg}\delta_3=22,4\cdot 10^{-3}$. Результаты моделирования эксперимента в системе TALGAT для измеренных значений ϵ_r и $\text{tg}\delta$ представлены в табл. 3.11.

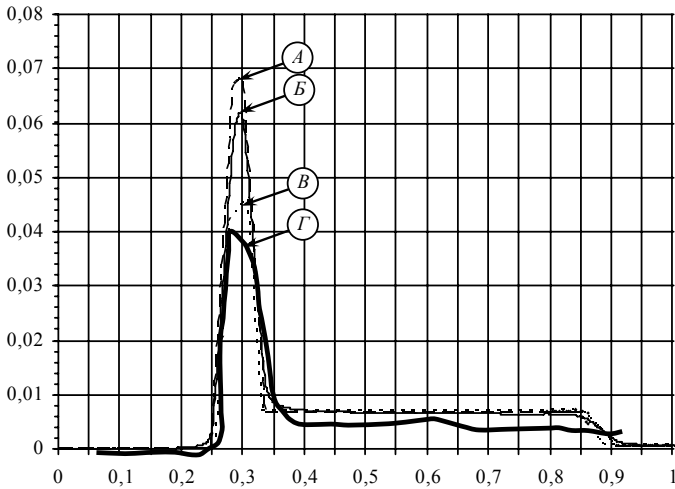


Рис. 3.11. Формы напряжения (В, нс) в конце пассивного проводника: вычисленная в TALGAT без учета потерь и без лака (А), с учетом потерь и без лака (Б), без учета потерь и с пленкой (0,01 мм) на плате (В); полученная экспериментально с пленкой (рис. 3.9) (Г)

Таблица 3.11

Формы сигнала в начале и в конце структуры при измеренных значениях ϵ_r и $\text{tg}\delta$

	Без лака	Со слоем триацетатной пленки 0,01 мм
Активная линия		
Пассивная линия		

Из табл. 3.11 видно, что амплитуда дальней перекрестной помехи для случая без лака равна 43 мВ, а наличие триацетатной пленки уменьшает ее до 39 мВ. Таким образом, практически совпадая с экспериментальным значением 40 мВ. Поэтому для более точного моделирования временного отклика в многопроводных линиях передачи необходимо знать реальные значения используемых параметров материалов в рассматриваемом частотном диапазоне.

Для определения влияния лака на перекрестную помеху на межсоединение наносили слои лака УР-231. После нанесения первого слоя уровень перекрестной помехи стал 30 ± 1 мВ, а после второго – 20 ± 1 мВ. Увеличение числа слоев до 8 уменьшило уровень помехи до 10 ± 1 мВ, т.е. до 5 % от перепада (рис. 3.12).

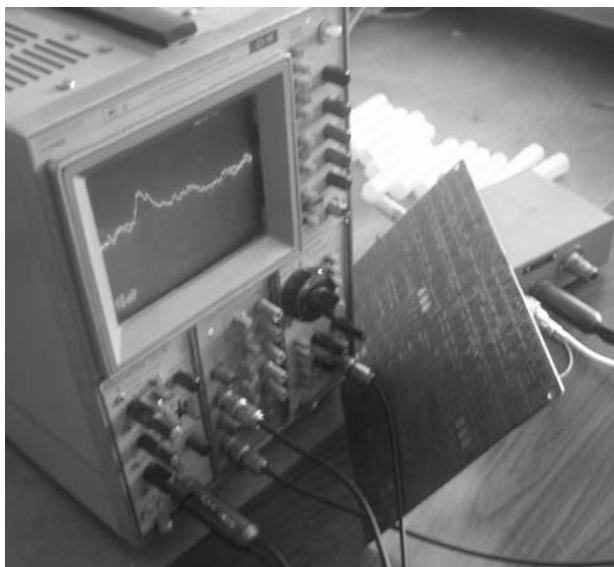


Рис. 3.12. Осциллограмма напряжения амплитудой 10 мВ (цена деления – 10 мВ) на конце пассивного проводника

Влияние последующих слоев на уровень перекрестной помехи не так существенно, как влияние первых слоев. На рис. 3.13 представлено сравнение формы напряжений, измеренной экспериментально (*Б*) и вычисленных в системе TALGAT, при толщине слоя лака $h_3=0,17$ мм, без учета потерь (*А*) и с учетом потерь (*Б*). При сравнении (*А*) и (*Б*) видно, что амплитуды импульсов различаются примерно на 11%.

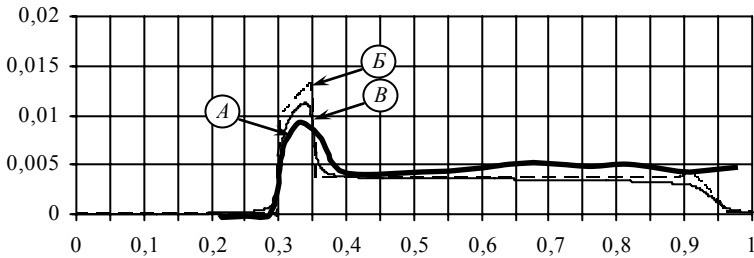


Рис. 3.13. Формы напряжения (В, нс) в конце активного проводника при $h_3=0,17$ мм: измеренная экспериментально (рис. 3.12) (А); вычисленная в TALGAT без учета потерь (Б) и с учетом потерь (Б)

3.2.2. Фрагмент 2: четыре последовательно соединенных отрезка линий

Наиболее длинный участок на краю платы без ортогональных проводников на соседнем слое условно показан на рис. 3.4. Для моделирования этот фрагмент представляется в виде четырёх отрезков линий передачи (рис. 3.14), которые имеют разную длину, разные поперечные сечения и шаги трассировки $w+s$: 0,625; 1,25; 2,5 мм. К проводникам отрезков линий подключены резисторы с сопротивлением равным соответствующим диагональным элементам матрицы \mathbf{Z} , которая для каждого отрезка отличается. C_d – емкость неоднородности, значение которой для межслойной перемычки ПТМП очень мало [78], поэтому при вычислениях отклика она не учитывается. Параметры E_c такие же, как для фрагмента 1.

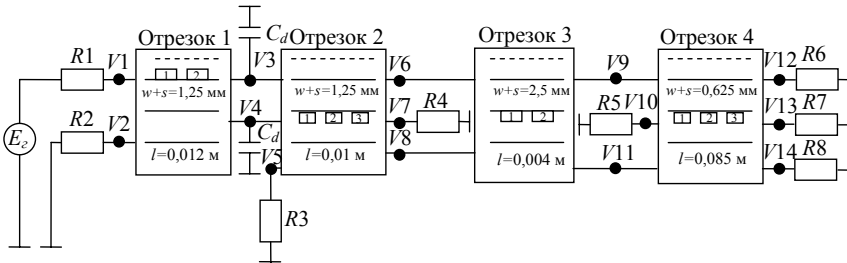


Рис. 3.14. Эквивалентная схема участка на краю платы без ортогональных проводников на соседнем слое

Вычисление погонных коэффициентов для отрезков 1–4 из рис. 3.14 выполнялось так же, как для фрагмента 1. Результаты приведены в табл. 3.12–3.15, из которых видны небольшие отличия из-за различного числа сегментов в LINPAR и TALGAT. В табл. 3.16 и 3.17 представлены

вычисленные в TALGAT формы сигналов для двух значений фронта сигнала, с учетом и без учета потерь. (Сигналы, полученные по погонным коэффициентам, вычислены в TALGAT, представлены сплошной линией, а по погонным коэффициентам системы LINPAR – пунктирной.)

Из табл. 3.16 видно, что без учета потерь максимальная амплитуда перекрестной помехи, без лака, равна 1,4% (V_2) от амплитуды сигнала в начале линии, минимальная – 0,2% (V_7 , V_{14}), а с лаком максимальная амплитуда равна 1,7%, а минимальная – близка к нулю (V_7). При учете потерь амплитуда помехи не изменяется в V_2 и V_7 (без лака и с лаком), а для V_{13} , V_{14} форма сигнала сглаживается, уменьшая амплитуду сигнала на 0,2%. Лак увеличивает амплитуды на 0,02% (V_{13} и V_{14}) – 0,3% (V_2).

Таблица 3.12

Матрицы L, C, R, G, Z для отрезка 1

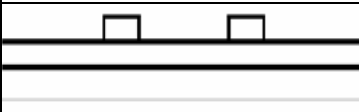

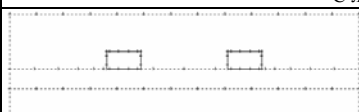
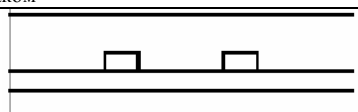
	LINPAR		TALGAT	
	Без лака			
Поперечное сечение				
L, нГн/м	412,4	66,34	399,504	56,7834
	66,34	412,4	56,7834	399,504
C, пФ/м	91,26	-4,483	86,5404	-7,35605
	-4,483	91,26	-7,35605	86,5404
R, Ом/м на 1 ГГц	11,69	1,674		
	1,674	11,69		
G, См/м на 1 ГГц	0,011860	-0,0001186		
	-0,0001186	0,011860		
Z, Ом	(67,34, 0,5493)	(7,089, 0,0875)	68,162	7,7475
	(7,089, 0,0875)	(67,34, 0,5493)	7,7475	68,601
	С лаком			
Поперечное сечение				
L, нГн/м	412,8	66,54	399,504	56,7837
	66,54	412,8	56,7837	399,504
C, пФ/м	127,7	-16,17	123,86	-20,551
	-16,17	127,7	-20,551	123,86
R, Ом/м на 1 ГГц	11,64	1,639		
	1,639	11,64		
G, См/м на 1 ГГц	0,02081	-0,00295		
	-0,00295	0,02081		
Z, Ом	(57,42, 0,6129)	(8,264, 0,07972)	57,98	8,871
	(8,264, 0,07972)	(57,42, 0,6129)	8,871	57,98

Таблица 3.13

Матрицы L, C, R, G, Z для отрезка 2


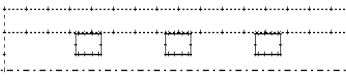
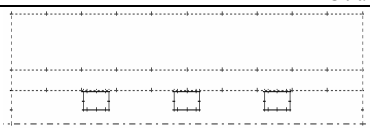
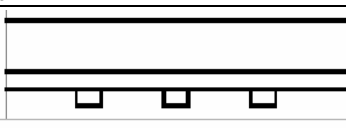

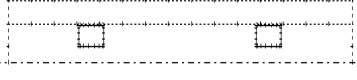

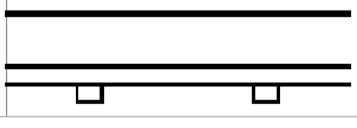
	LINPAR			TALGAT		
	Без лака					
Поперечное сечение						
L, нГн/м	221,6	9,564	2,903	216,53	8,9762	2,1374
	9,564	220,9	9,564	8,9762	216,34	8,9762
	2,903	9,564	221,6	2,1374	8,9762	216,53
C, пФ/м	253,2	-6,47	-0,5835	236,63	-12,567	-1,9923
	-6,471	253,8	-6,471	-12,579	237,7	-12,579
	-0,5835	-6,47	253,2	-1,9923	-12,567	236,63
R, Ом/м на 1 ГГц	16,2	1,075	0,3697			
	1,075	16,15	1,075			
	0,3697	1,075	16,2			
G, См/м на 1 ГГц	0,03889	-0,0007549	-0,000003293			
	-0,0007551	0,03894	-0,0007551			
	-0,000003294	-0,0007549	0,03889			
Z, Ом	29,76	1,026	0,2395	30,29	1,438	0,319
	1,026	29,68	1,026	1,438	30,25	1,438
	0,2395	1,026	29,76	0,319	1,438	30,29
	С лаком					
Поперечное сечение						
L, нГн/м	222,6	9,597	2,912	216,53	8,9764	2,1375
	9,597	222,9	9,597	8,9764	216,34	8,9764
	2,912	9,597	222,6	2,1374	8,9764	216,53
C, пФ/м	263,4	-11,01	-1,367	256,653	-18,4679	-3,90562
	-11,02	264,1	-11,02	-18,4271	258,326	-18,4271
	-1,367	-11,01	263,4	-3,90562	-18,4679	256,653
R, Ом/м на 1 ГГц	16,14	1,065	0,3693			
	1,065	15,87	1,065			
	0,3693	1,065	16,14			
G, См/м на 1 ГГц	0,041440	-0,00186	-0,000153			
	-0,00186	0,04164	-0,00186			
	-0,000153	-0,00186	0,04144			
Z, Ом	29,25	1,249	0,2946	29,12	1,665	0,438
	1,249	29,26	1,249	1,665	29,08	1,665
	0,2946	1,249	29,25	0,438	1,665	29,12

Таблица 3.14

Матрицы L, C, R, G, Z для отрезка 3

	LINPAR	TALGAT
	Без лака	
Поперечное сечение		
L, нГн/м	222,4 2,992 2,992 222,4	216,732 2,24106 2,24106 216,732
C, пФ/м	252,8 -0,7416 -0,7416 252,8	235,568 -2,75819 -2,75819 235,568
R, Ом/м на 1 ГГц	16,24 0,3705 0,3705 16,24	
G, См/м на 1 ГГц	0,03889 -0,000005162 -0,000005171 0,03889	
Z, Ом	(29,83. 0,1937) (0,246. 0,001034) (0,246. 0,001034) (29,83. 0,1937)	30,33 0,331 0,331 30,33
	С лаком	
Поперечное сечение		
L, нГн/м	222,6 3,031 3,031 222,6	216,73 2,2411 2,2411 216,73
C, пФ/м	262,9 -1,938 -1,938 262,9	254,768 -5,50068 -5,50068 254,768
R, Ом/м на 1 ГГц	16,1 0,3614 0,3614 16,1	
G, См/м на 1 ГГц	0,04135 -0,0002566 -0,0002566 0,04135	
Z, Ом	(29,26. 0,1996) (0,3085. 0,001077) (0,3085. 0,001077) (29,26. 0,1996)	29,173 0,465 0,4657 29,173

Из табл. 3.17 видно, что без учета потерь максимальная амплитуда перекрестной помехи, без лака и с лаком, равна 8% (V_2) от амплитуды сигнала в начале линии, минимальная равна 2% (для V_7 отличие в том, что импульсы помех разной полярности), а для V_{13} и V_{14} лак увеличивает амплитуду помехи на 2%. При учете потерь амплитуда помехи не изменяется в V_2 и V_7 (без лака и с лаком), а для V_{13} , V_{14} форма сигнала сглаживается и уменьшает амплитуду сигнала на 2%.

Таблица 3.15

Матрицы L, C, R, G, Z для отрезка 4

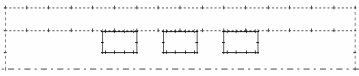
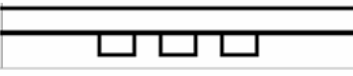
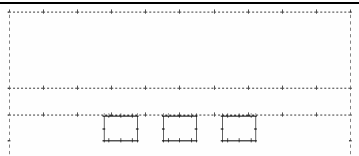
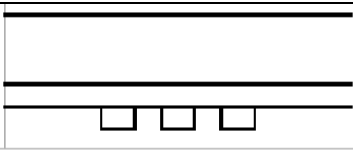
	LINPAR			TALGAT		
	Без лака					
Поперечное сечение						
L, нГн/м	218 36,18 10,54	36,18 214,6 36,18	10,54 36,18 218	212,508 35,5529 9,73575	35,5528 208,917 35,5529	9,73575 35,5528 212,508
C, пФ/м	265,3 -43,73 -1,242	-43,73 277,6 -43,73	-1,242 -43,73 265,3	254,79 -52,1429 -3,97299	-51,7309 273,198 -52,1429	-3,97299 -51,7309 254,79
R, Ом/м на 1 ГГц	16,37 3,325 1,254	3,325 16,41 3,325	1,254 3,325 16,37			
G, См/м на 1 ГГц	0,04077 -0,006655 -0,00001334	-0,006655 0,04267 -0,006655	-0,00001334 -0,006655 0,04077			
Z, Ом	29,23 4,806 1,172	4,806 28,73 4,806	1,172 4,806 29,23	29,508 5,473 1,514	5,473 29,38 5,473	1,514 5,473 29,50
	С лаком					
Поперечное сечение						
L, нГн/м	218,6 36,12 10,54	36,12 214,9 36,12	10,54 36,12 218,6	212,508 35,553 9,73582	35,5529 208,917 35,553	9,73582 35,5529 212,508
C, пФ/м	276,7 -47,69 -4,554	-47,7 290,7 -47,69	-4,554 -47,7 276,7	274,642 -56,2476 -8,48348	-55,8326 292,506 -56,2476	-8,48348 -55,8326 274,642
R, Ом/м на 1 ГГц	16,3 3,315 1,25	3,315 16,39 3,315	1,25 3,315 16,3			
G, См/м на 1 ГГц	0,04361 -0,007667 -0,000766	-0,007667 0,04592 -0,007667	-0,000766 -0,007667 0,04361			
Z, Ом	28,71 4,842 1,358	4,843 28,17 4,842	1,358 4,842 28,71	28,457 5,3619 1,6954	5,3619 28,361 5,3619	1,6954 5,3619 28,457

Таблица 3.16

Формы сигнала для фрагмента 2 ($E_0=2$ В, $t_r=t_f=1$ нс, $t_d=1$ нс)

	Без лака	С лаком
Без учета потерь		
Активная линия (I1, I12)		
Пассивная линия (I2, I7)		
Пассивная линия (I5, I14)		
Пассивная линия (I13, I10)		

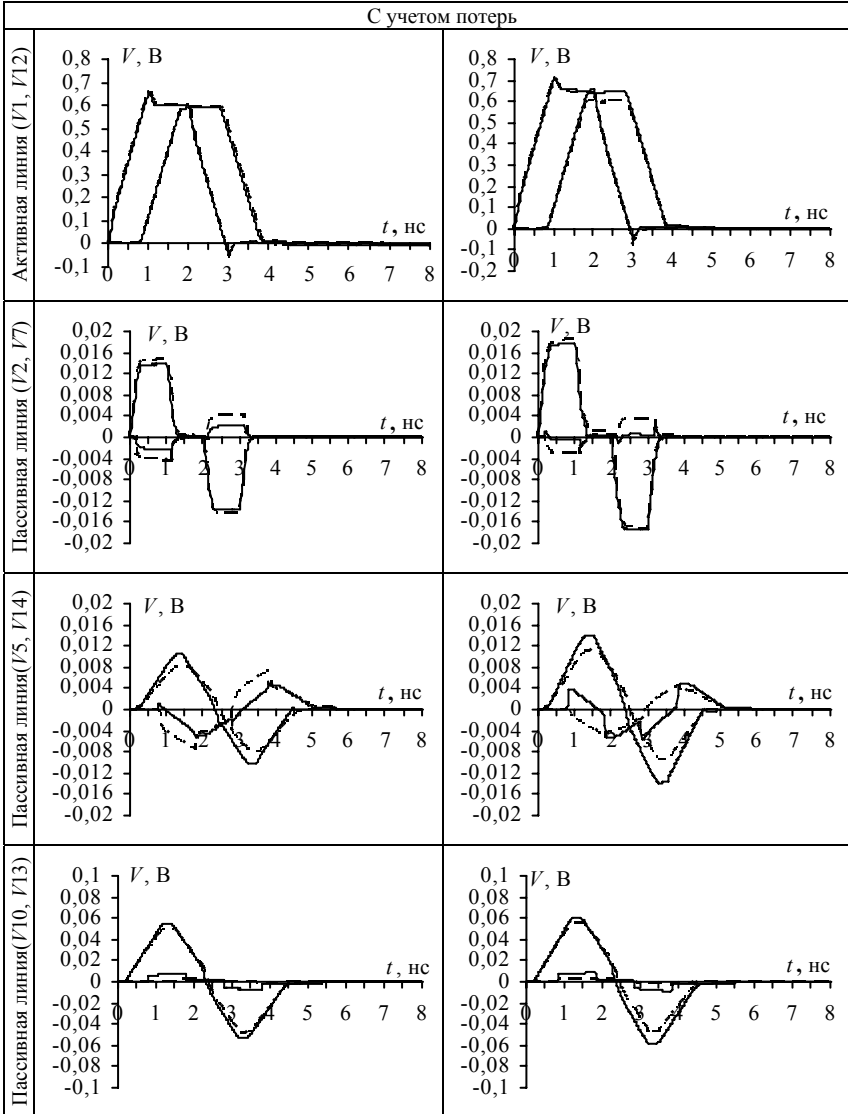
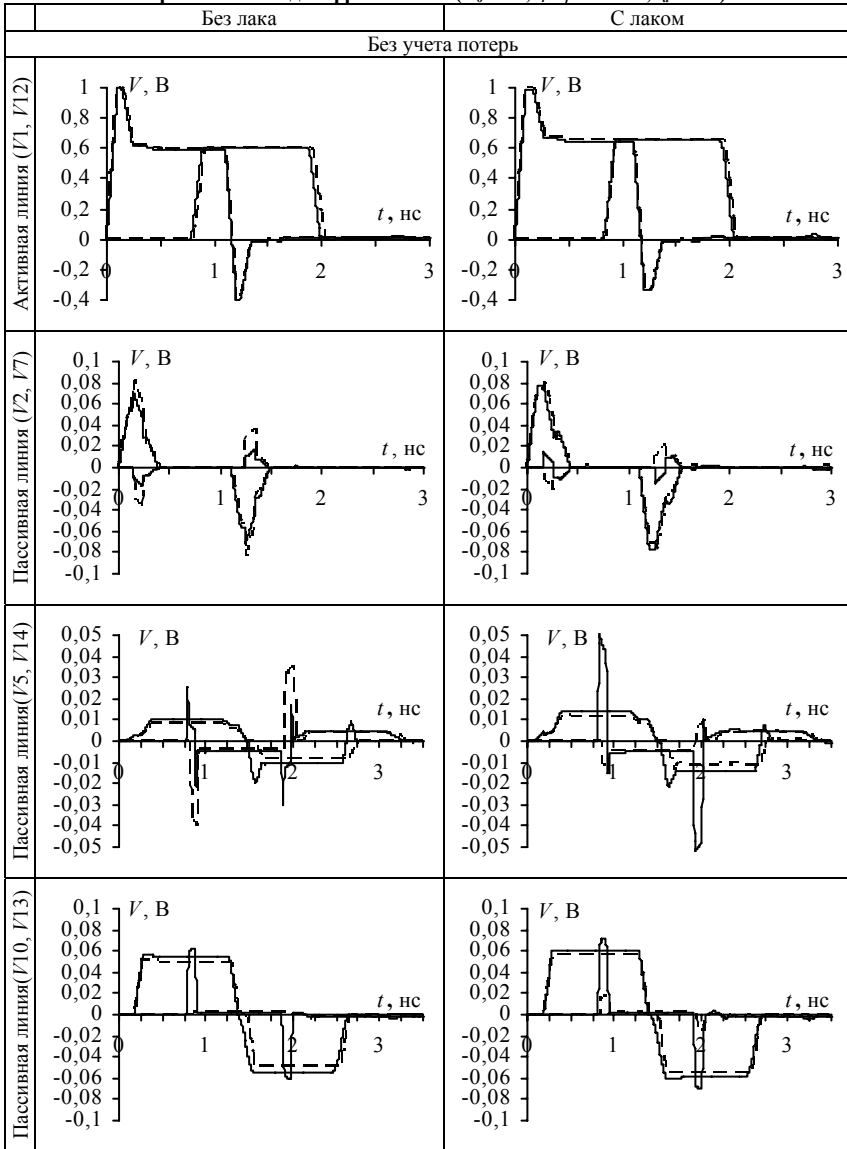
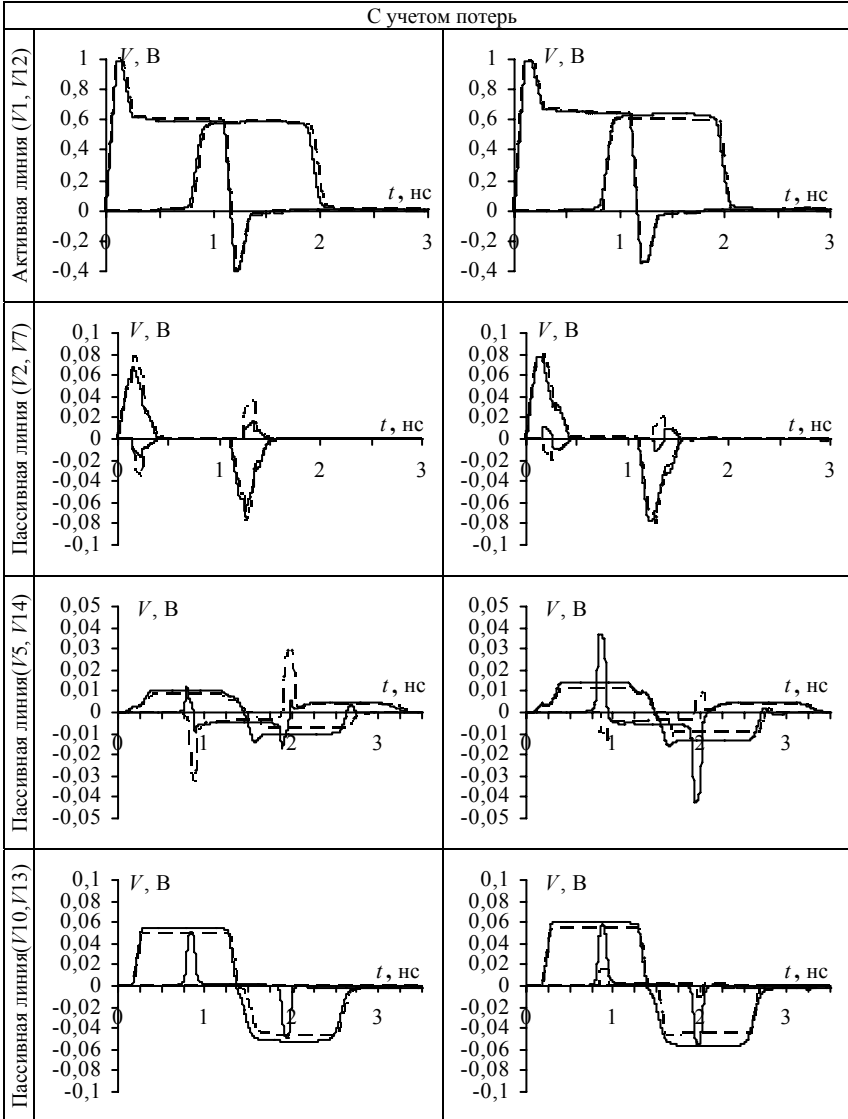


Таблица 3.17

Формы сигнала для фрагмента 2 ($E_0=2$ В, $t_r=t_f=100$ пс, $t_d=1$ нс)



3.3. Целостность сигналов в многопроводной шине многослойной печатной платы

В этом разделе выполняется анализ целостности сигнала в многопроводном межсоединении многослойной печатной платы (рис. 3.15) [91]. Исследовалась форма сигнала в активных и пассивных проводниках при подключении к многопроводному межсоединению нескольких источников сигнала, при реальных параметрах сигнала и нагрузках.

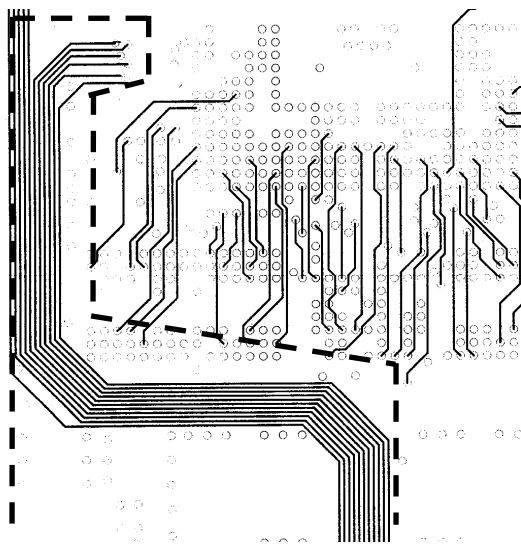


Рис. 3.15. Исследуемая структура межсоединения

Для передачи информации в разработанной многослойной печатной плате в основном используются только первые три проводника (справа) межсоединения. Поэтому в дальнейшем исследовании рассматриваемое межсоединение уменьшится до шести проводников (справа). Вместе с поперечным сечением структура межсоединения показана на рис. 3.16, где $t=0,018$ мм; $w=0,12$ мм; $s=0,15$ мм; $h_1=h_2=h_3=0,2$ мм; $d=0,5$ мм. Матрицы погонных параметров, вычисленные в LINPAR, приведены в табл. 3.18.

Исследуем форму полезного сигнала и уровень перекрестной помехи при одновременном подключении к линии нескольких источников сигнала (рис. 3.2). Проводники линии, к которым подключаются источники сигнала ($E_0=3,3$ В, $t_r=t_f=825$ пс и $t_d=1$ нс) будут называться активными (А), а остальные – пассивными (П). Общая длина линии – 76 мм. Для кратко-

сти вариант воздействия обозначен буквами, например АПАПАП, т.е. активны 1, 3, 5 проводники линии, а пассивны 2, 4, 6. В табл. 3.19 приведены результаты моделирования для семи вариантов подключения источников сигнала к проводникам линии при псевдосогласованном варианте, т.е. $Z_{вых}+R$ и Z_H равны диагональному значению матрицы Z_c . Видно, что амплитуда наводки на ближнем конце достигает 40% от сигнала на входе в случаях, когда пассивный проводник окружен активными проводниками, например АПАППП, ААПАПП, АПАПАП, АААПАА. Отметим, что в варианте АААПАА амплитуда сигнала в начале активной линии ($V2$) увеличилась на 40%.

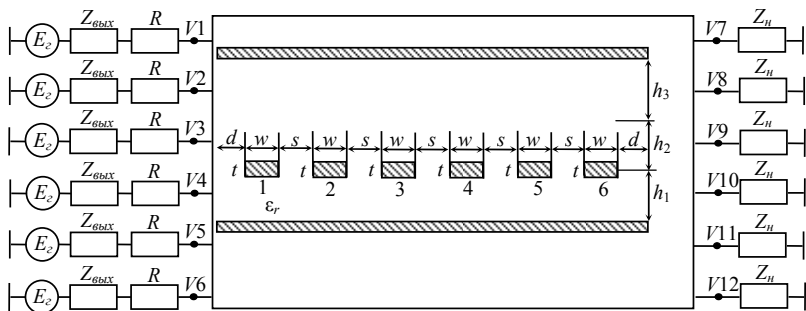


Рис. 3.16. Поперечное сечение и структура межсоединения с шестью источниками

Таблица 3.18

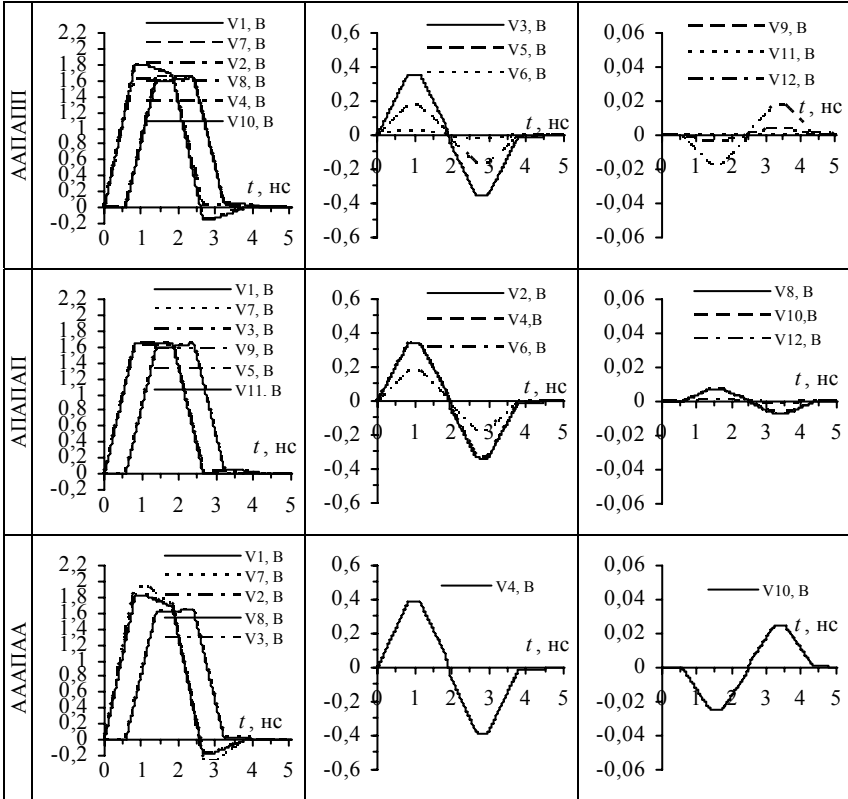
Матрицы L, C, Z для рис. 3.16

L , нГн/м	439,4	90,63	23,20	6,162	1,656	0,4597
	90,63	435,9	89,65	22,97	6,103	1,656
	23,20	89,65	435,9	89,54	22,97	6,162
	6,162	22,97	89,54	435,9	89,65	23,20
	1,656	6,103	22,97	89,65	435,9	90,63
	0,459	1,656	6,162	23,20	90,63	439,4
	C , пФ/м	132,2	-27,21	-1,417	-0,142	-0,016
-27,21		138,9	-26,82	-1,395	-0,137	-0,016
-1,417		-26,82	138,8	-26,78	-1,395	-0,142
-0,142		-1,395	-26,78	138,8	-26,82	-1,417
-0,016		-0,137	-1,395	-26,82	138,9	-27,21
-0,003		-0,016	-0,142	-1,417	-27,21	132,2
Z , Ом		58,94	12,16	3,113	0,826	0,222
	12,16	58,45	12,02	3,079	0,818	0,222
	3,113	12,02	58,45	12,00	3,079	0,826
	8,267	3,079	12,00	58,45	12,02	3,113
	0,222	0,818	3,079	12,02	58,45	12,16
	0,061	0,222	0,8267	3,113	12,16	58,94

Таблица 3.19

Формы напряжений в активных и пассивных проводниках при подключении к линии нескольких источников сигнала для псевдосогласованного варианта

	Сигналы в активном проводнике	Перекрестная помеха на ближнем конце отрезка	Перекрестная помеха на дальнем конце отрезка
ППАППП			
АПАППП			
ППААПП			
ПАПАПП			



Рассмотрим реальный рассогласованный случай (рис. 3.17) реального воздействия, где активны проводники 1, 2, 5. Источники ($E_0=3,3$ В с $t_r=t_f=825$ пс и $t_d=2$ нс) подключены к началу проводника 2 и к концам проводников 1 и 5. В начале проводника 2 нагрузка $Z_{\text{вых}}=1/(j \cdot \omega C_{\text{вых}}+1/R_{\text{вых}})$, а для остальных – $Z_{\text{вых}}=1/(j \cdot \omega C_{\text{вых}})$, где $R_{\text{вых}}=8$ Ом, $C_{\text{вых}}=10$ пФ [101] и $R=22$ Ом. В конце проводников 1 и 5 $Z_{\text{н}}=R_{\text{вых}}/(j \cdot \omega C_{\text{н}} \cdot R_{\text{вых}}+1)$, а для остальных $Z_{\text{н}}=1/(j \cdot \omega C_{\text{н}})$, где $C_{\text{н}}=6,5$ пФ [92]. Результаты моделирования для семи вариантов воздействия источников представлены в табл. 3.20. По результатам моделирования видно, что амплитуда сигнала в активной линии достигает 5 В, а в пассивной – 0,8 В. При моделировании использовалось минимальное расстояние между соседними проводниками (в реальности вдоль линии s изменяется от 0,15 мм до 0,30 мм) и не учитывались потери в линии. Поэтому амплитуда реальных сигналов будет меньше.

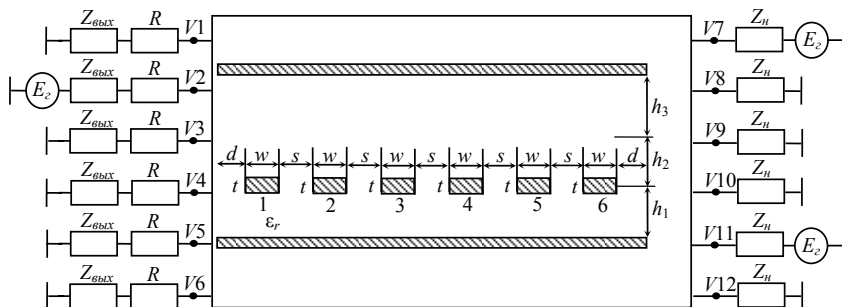
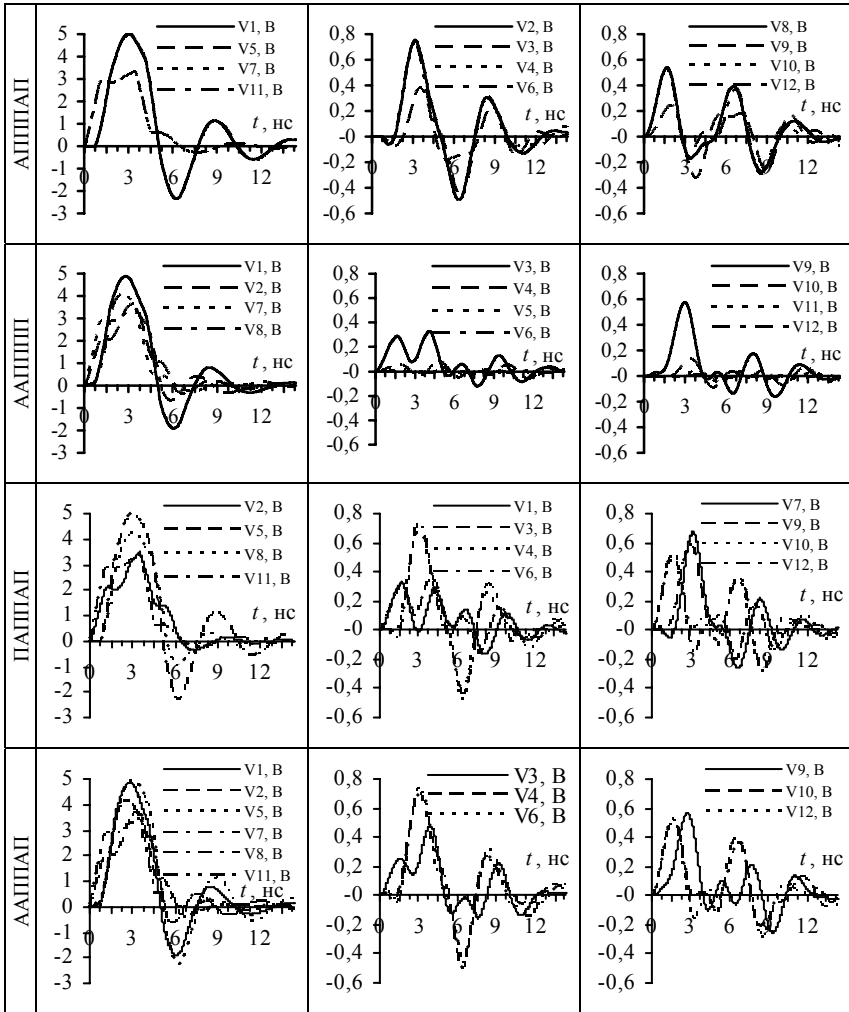


Рис. 3.17. Поперечное сечение и структура межсоединения с тремя источниками

Таблица 3.20

Формы напряжений в активных и пассивных проводниках для рис. 3.17

	Сигналы в активном проводнике	Перекрестная помеха на ближнем конце отрезка	Перекрестная помеха на дальнем конце отрезка
IIIIII			
IIIIII			
IIIIII			



4. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В МЕАНДРОВЫХ ЛИНИЯХ

На печатных платах взаимовлияния проявляются особенно сильно в отрезках многопроводных линий, частным случаем которых являются меандровые линии, часто используемые для тайминга высокоскоростных цифровых схем в качестве линий задержки. Увеличение задержки при малой площади меандровой линии требует повышения плотности ее витков, что может исказить сигнал из-за взаимных связей в витках. Моделирование этих искажений требует использования довольно дорогих и сложных программных продуктов [93–97].

Между тем, одной из проблем, с которой сталкивается отечественный разработчик при необходимости моделирования меандровых линий, является малая доступность соответствующих программных продуктов, а также сложность их освоения. Авторами недавно предложена простая оценка искажений импульсных сигналов по коэффициентам связи в витках меандровых линий [98]. Однако она рассмотрена для простых меандровых линий.

4.1. Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях с одним и двумя витками

Рассмотрим меандровые линии задержки с одним и двумя витками [99]. Пример геометрии для двух витков показан на рис. 4.1, где t и w – толщина и ширина проводников, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, l – длина проводника и h_i – толщина слоя диэлектрика ($i=1, \dots, N$, где N – число слоев), ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика. При исследовании влияние прямых углов, потери и дисперсия не учитывались.

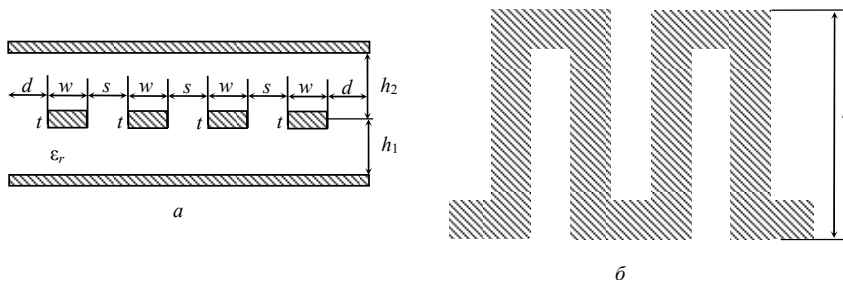


Рис. 4.1. Геометрия меандровой линии задержки: поперечное сечение (а); вид сверху (б)

4.1.1. Меандровая линия из одного витка

Схема, которой моделировалась меандровая линия задержки из одного витка, показана на рис. 4.2.

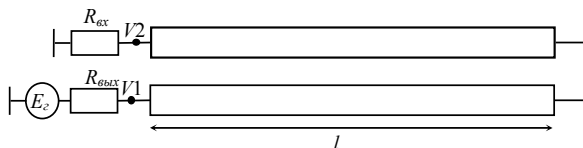


Рис. 4.2. Меандровая линия из одного витка

Вычисленные (для $\epsilon_r=5$; $t=0,03$ мм; $w=0,12$ мм; $s=0,12$ мм; $h_1=h_2=0,2$ мм; $d=0,5$ мм) матрицы электростатической C и электромагнитной L индукции, характеристического импеданса Z_C , а также емкостный и индуктивный коэффициенты связи K_C и K_L представлены в табл. 4.1. Коэффициенты связи вычислялись по формулам:

$$K_C = \frac{-C_{1,2}}{C_{1,1}}; K_L = \frac{L_{1,2}}{L_{1,1}}.$$

Таблица 4.1

Матрицы L , C , Z и коэффициенты K_C и K_L для меандровой линии из одного витка

L , нГн/м	C , пФ/м	Z_C , Ом	K_C	K_L
357,2 69,35 69,35 357,2	161,8 -31,41 -31,41 161,8	47,90 9,299 9,299 47,90	0,194	0,194

К одному из концов витка подключен генератор э.д.с. с формой трапеции амплитудой $E_0=4$ В (рис. 3.2). Вначале рассмотрим псевдосогласованный вариант, ($R_{вх}$ и $R_{вых}$ равны соответствующим диагональным элементам матрицы импедансов), чтобы уменьшить отражения. Затем рассмотрим рассогласованный вариант, близкий к реальным нагрузкам.

Псевдосогласованный вариант

Выбрано два значения длительности фронта и вершины импульса э.д.с. генератора: 1 нс и 100 пс. Формы импульса на выходе витка вычислены для длин $l=3$ мм и 10 мм (табл. 4.2).

По результатам моделирования видно, что для $t_r=t_f=t_d=1$ нс увеличение длины витка приводит только к увеличению задержки сигнала на выходе, а его форма не искажается. С уменьшением $t_r=t_f=t_d$ до 100 пс наблюдается искажение формы сигнала на выходе витка в виде ступеньки.

Более подробно остановимся на случае, когда $t_r=t_f=t_d=100$ пс и вычислим формы напряжения в конце витка для длин витка, изменяющихся в интервале от 1 до 30 мм с шагом 1 мм. На рис. 4.3 представлены некоторые из вычисленных сигналов.

Таблица 4.2

Формы напряжения в начале ($V1$) и в конце ($V2$) меандровой линии из одного витка при псевдоголасованном варианте

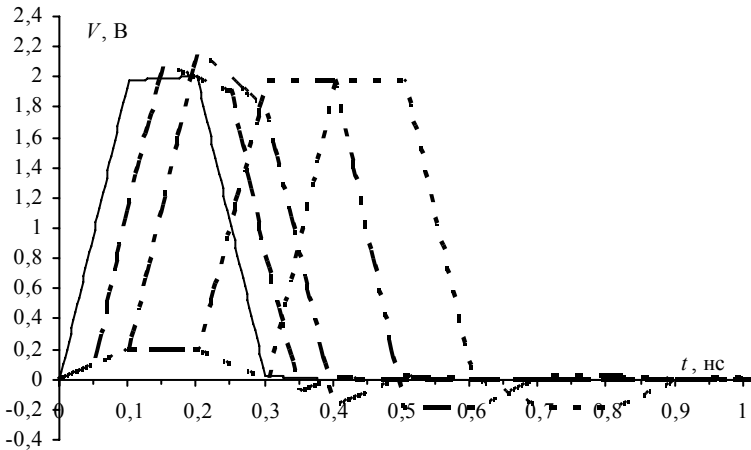
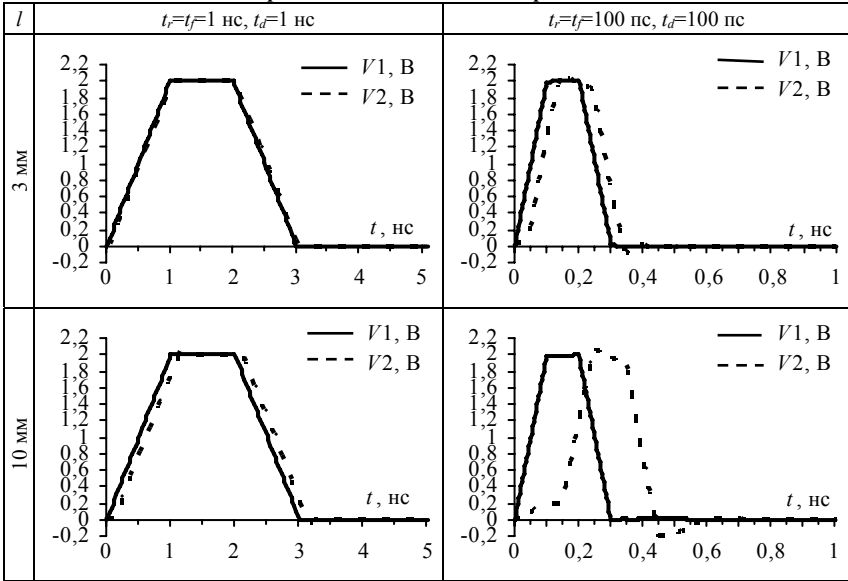


Рис. 4.3. Формы напряжения: $V1$ (—); $V2$ при $l=3,4$ мм (---); $V2$ при $l=6,8$ мм (- · - · -); $V2$ при $l=13,6$ мм (- · · - · -); $V2$ при $l=20,4$ мм (·····)

Из рис. 4.3 видно, что если задержка сигнала равна фронту входного сигнала, то наблюдается самое сильное искажение формы импульса (V_2 при $l=6,8$ мм), и его амплитуда на 10% больше по отношению к входному сигналу V_1 . Однако, если задержка сигнала равна общей длительности сигнала $t_{\Sigma} = t_r + t_d + t_f$, то форма самого импульса не искажается, но появляются импульсы в виде трапеции, амплитуда которых составляет $\pm 0,2$ В (перед импульсом сигнала – положительной полярности, а после – отрицательной, V_2 при $l=20,4$ мм). Появившиеся импульсы – это, в терминологии связанных линий, перекрестная наводка на ближнем конце пассивной линии, амплитуду которой можно вычислить как произведение $(K_C + K_L)/4$ на амплитуду V_1 [1], т.е. $(K_C + K_L)/4 = ((0,194 + 0,194)/4) \cdot 2 \text{ В} \approx 0,2 \text{ В}$.

Искажение сигнала можно уменьшить увеличением s , но это увеличит площадь, занимаемую линией. На рис. 4.4 представлены вычисленные формы сигналов в конце витка для $s=0,12; 0,24; 0,36; 0,48$ мм при $l=6,8$ мм и параметрах входного сигнала $t_r = t_f = t_d = 100$ пс. Как видно, с ростом s искажения уменьшаются, из-за коэффициентов связи (табл. 4.3).

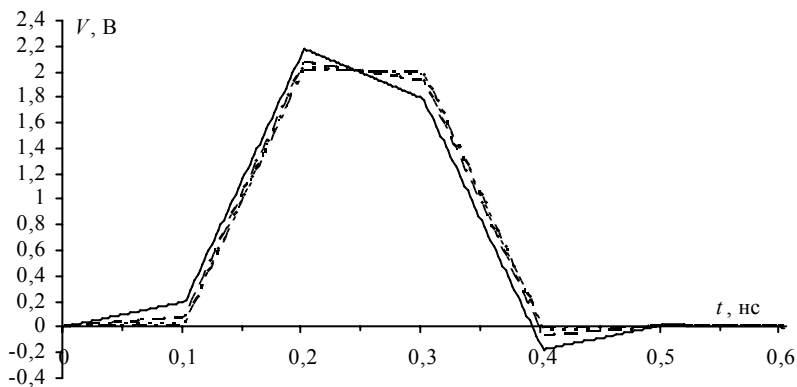


Рис. 4.4. Формы сигналов V_2 при $s=0,12$ (—); $0,24$ (---); $0,36$ (····), $0,48$ (·····)

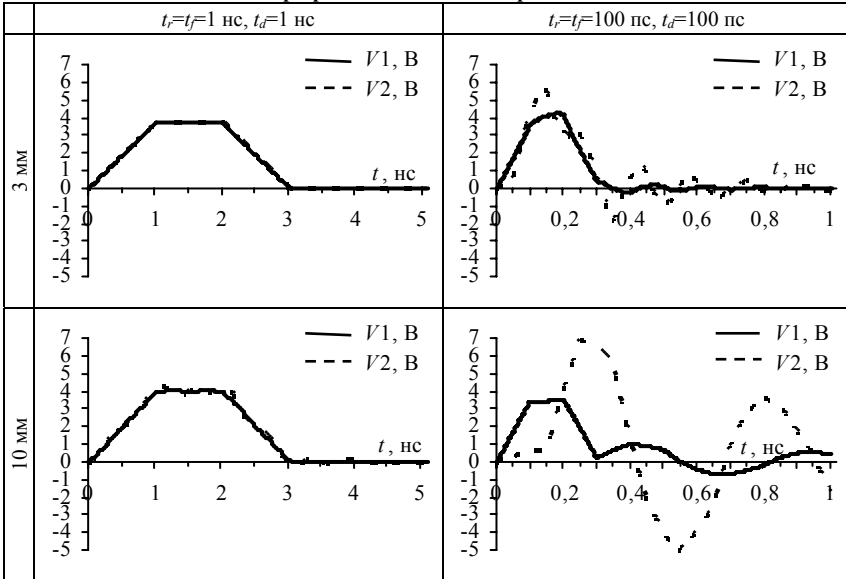
Т а б л и ц а 4.3

Коэффициенты связи при увеличении s				
s , мм	0,12	0,24	0,36	0,48
K_C	0,194	0,073	0,028	0,011
K_L	0,194	0,073	0,028	0,011

Рассогласованный вариант

Выходные и входные параметры различных цифровых интегральных схем могут сильно отличаться, например $R_{вых} \approx 7-100 \text{ Ом}$, а $R_{вх} \approx 100-10^4 \text{ Ом}$ [100]. Остановимся на случае, когда $R_{вх} = 8 \text{ Ом}$ и $R_{н} = 10000 \text{ Ом}$. Результаты моделирования представлены в табл. 4.4.

Формы напряжения в начале ($V1$) и в конце ($V2$) меандровой линии из одного витка при рассогласованном варианте



Видно, что при $t_r=t_f=t_d=1$ нс рассогласование не влияет на форму сигнала для длин витка 3 мм и 10 мм. Уменьшение $t_r=t_f=t_d$ до 100 пс при $l=3$ мм привело к увеличению амплитуды $V2$ на 67% по отношению к $V1$, t_r уменьшилось на 64%, t_f уменьшилось на 1%, а при $l=10$ мм амплитуда увеличилась на 110%, t_r увеличилось на 30%, t_f уменьшилось на 65%.

4.1.2. Меандровая линия из двух витков

Рассмотрим линию с теми же параметрами, из двух витков (рис. 4.5).

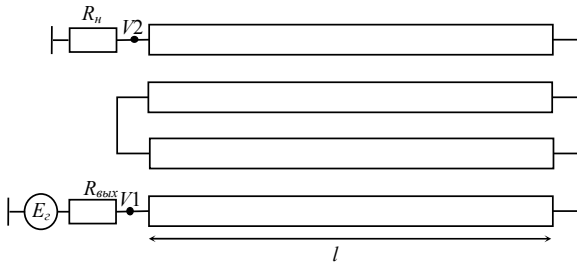


Рис. 4.5. Меандровая линия из двух витков

Вычисленные матрицы L , C и Z_C представлены в табл. 4.5.

Таблица 4.5

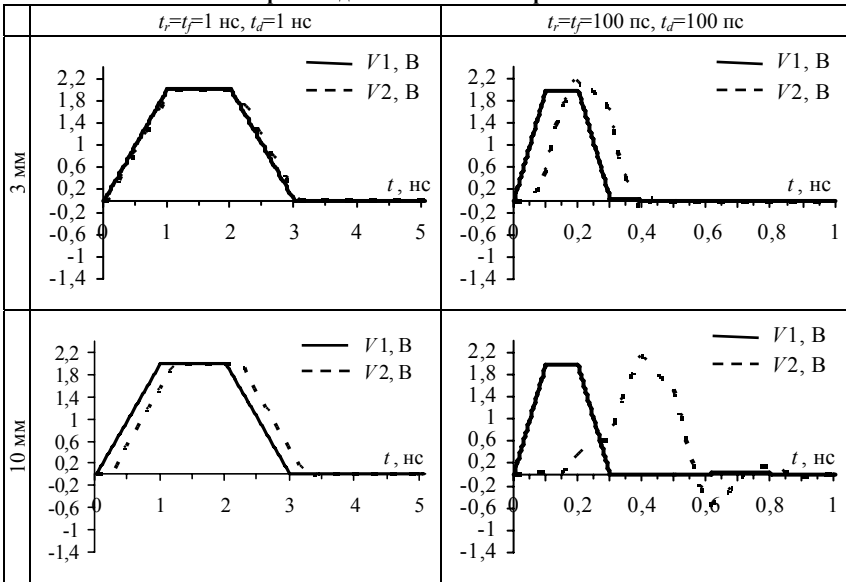
Матрицы L , C , Z_C для меандровой линии из двух витков

L , нГн/м				C , пФ/м				Z_C , Ом			
358,2	68,28	14,09	2,953	161,2	-31,01	-0,507	-0,013	48,03	9,156	1,889	0,40
68,28	353,9	67,44	14,09	-31,01	169,1	-30,89	-0,507	9,156	47,45	9,042	1,88
14,09	67,44	353,9	68,28	-0,507	-30,89	169,1	-31,01	1,889	9,042	47,45	9,15
2,953	14,09	68,28	358,2	-0,013	-0,507	-31,01	161,2	0,40	1,889	9,156	48,03

Псевдосогласованный вариант

Вычисленные формы напряжения для меандровой линии из двух витков представлены в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Формы напряжения в начале ($V1$) и в конце ($V2$) меандровой линии из двух витков при псевдосогласованном варианте

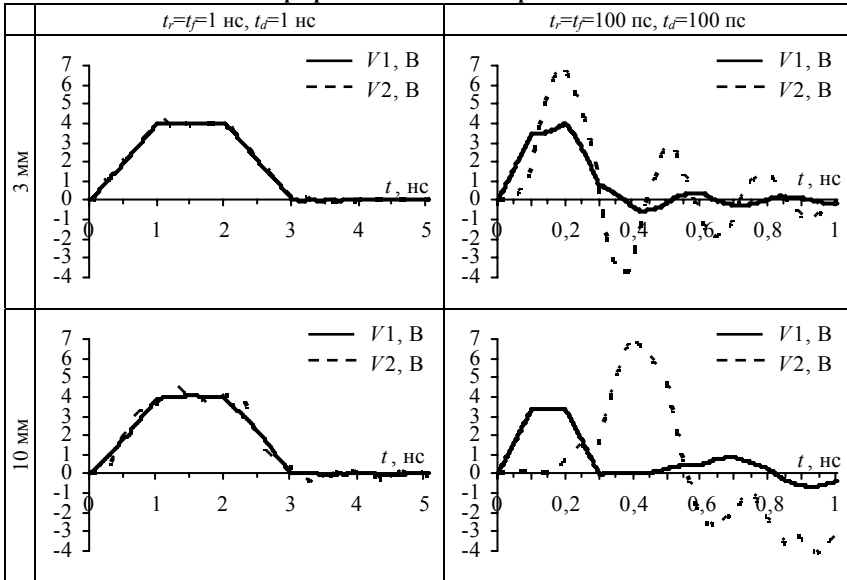
Из табл. 4.6 видно, что для $t_r=t_f=t_d=1$ нс форма сигнала не искажается при увеличении длины витка. Для $t_r=t_f=t_d=100$ пс наблюдается искажение формы сигнала в виде ступеньки, амплитуда которой составляет около 30% от амплитуды $V1$.

Рассогласованный вариант

Вычисленные формы напряжения при $R_{ex}=8$ Ом, $R_n=10000$ Ом представлены в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Формы напряжения в начале ($V1$) и в конце ($V2$) меандровой линии из двух витков при рассогласованном варианте



Из табл. 4.7 видно, что для $t_r=t_f=t_d=1$ нс форма сигнала не искажается при $l=3$ мм, а при $l=10$ мм t_r уменьшилось на 60%, а t_f – на 55%. Для $t_r=t_f=t_d=100$ пс наблюдается при $l=3$ мм увеличение амплитуды $V2$ на 102% по отношению к $V1$, t_r уменьшилось на 45%, t_f уменьшилось на 70%, а при $l=10$ мм амплитуда $V2$ увеличилась на 102%, t_r увеличилось на 47%, t_f уменьшилось на 60%.

4.2. Анализ целостности сигнала в реальной многослойной печатной плате

В этом разделе рассматриваются меандровые линии, используемые многослойной печатной плате в качестве линий задержки [99]. При визуальном анализе печатной платы выявилось, что наибольшую актуальность для анализа целостности сигнала представляют два фрагмента (рис. 4.6), рассмотренные в последующих разделах.

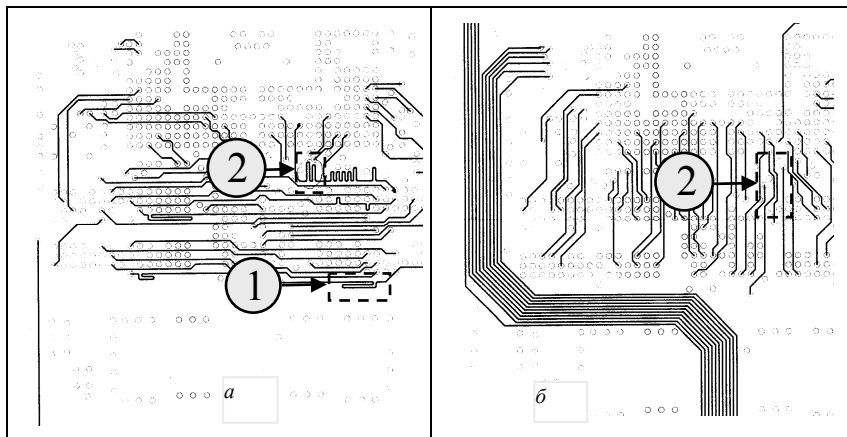


Рис. 4.6. Два рассматриваемых фрагмента на верхнем (а) и нижнем (б) слоях платы

4.2.1. Фрагмент 1: меандровая линия из одного с половиной витка

Рассматриваемая меандровая линия состоит из одного с половиной витка длиной 3 мм. Её структура изображена на рис. 4.7, где $t=0,018$ мм; $w=0,12$ мм; $s=0,12$ мм; $h_1=h_2=h_3=0,2$ мм; $d=0,5$ мм; $l=3$ мм.

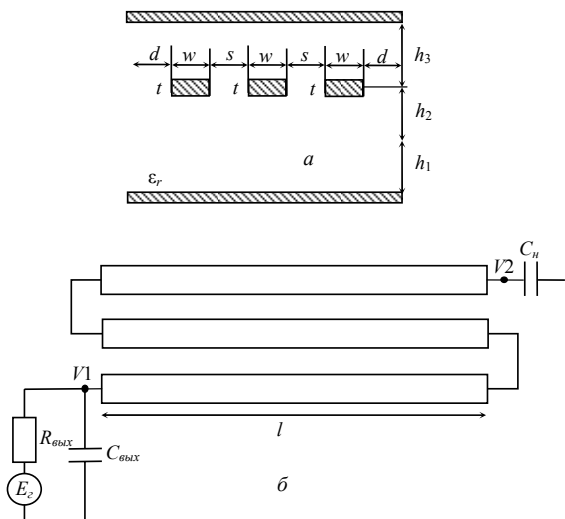


Рис. 4.7. Меандровая линия: поперечное сечение (а); структура (б)

При моделировании полагалось, что в этой линии распространяются импульсы амплитудой $E_0=3,3$ В с $t_r=t_f \approx 825$ пс (скорость изменения напряжения 4 В/нс [101]). Сопротивление и емкость в начале линии приняты равными $R_{\text{вых}}=8$ Ом и $C_{\text{вых}}=10$ пФ [101]. Емкость нагрузки $C_n=6,5$ пФ [102]. При вычислении длительность вершины импульса принята равной $t_d=2$ нс. Результаты представлены на рис. 4.8.

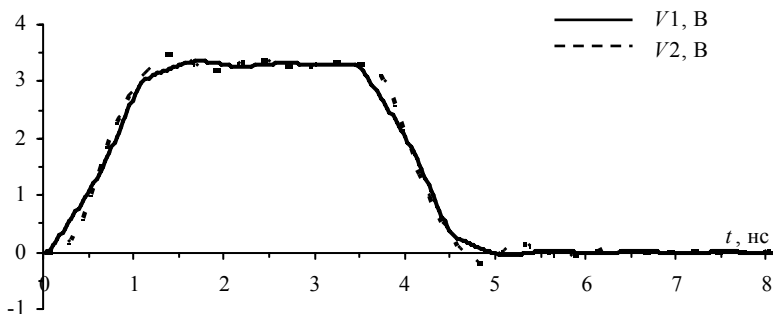
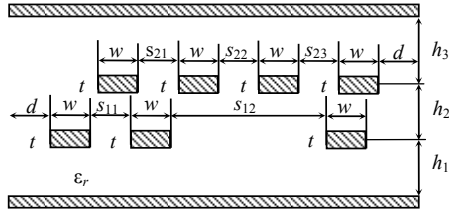


Рис. 4.8. Формы напряжения для рис. 4.7

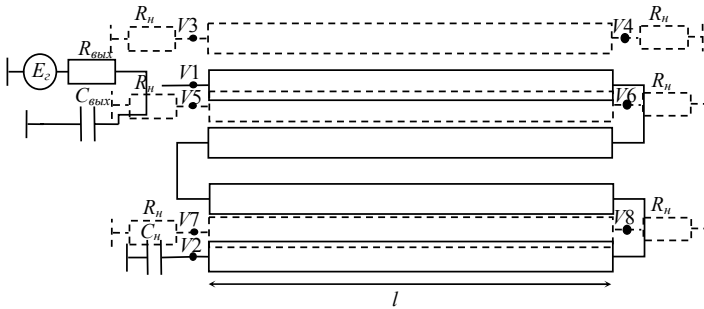
Максимальное значение амплитуды сигнала V_2 равно 3,48 В, а минимальное – 0,19 В, t_r уменьшилось на 42%, t_f – на 50%. Таким образом, искажения импульса в фрагменте 1 незначительны.

4.2.2. Фрагмент 2: меандровая линия из двух витков с проводниками на соседнем слое

Поперечное сечение и структура рассматриваемого фрагмента представлены на рис. 4.9, где $t=0,018$ мм; $w=0,12$ мм; $s_{11}=s_{21}=s_{22}=s_{23}=0,12$ мм, $s_{12}=0,45$ мм; $h_1=h_2=h_3=0,2$ мм; $d=0,5$ мм; $l=1,68$ мм. На верхнем слое структуры расположена меандровая линия с двумя витками, на которую подается импульс амплитудой $E_0=3,3$ В при $t_r=t_f \approx 825$ пс, $t_d=2$ нс. В начале линии подключены $R_{\text{вых}}=8$ Ом и $C_{\text{вых}}=10$ пФ [101], а в конце – $C_n=6,5$ пФ [102]. На нижнем слое расположена трехпроводная линия, к концам которой подключены резисторы с сопротивлением $R_n=56$ Ом. Вычисленные формы напряжения представлены на рис. 4.10. По результатам вычислений видно, что для V_2 t_r уменьшилось на 23% и t_f – на 18%, а амплитуда перекрестной наводки составляет меньше 1% от амплитуды входного сигнала. Таким образом, искажения сигнала в активной линии и наводки на пассивных линиях фрагмента 2 незначительны.



a



б

Рис. 4.9. Поперечное сечение (а) и структура (б), где верхний слой (—); нижний слой (— —)

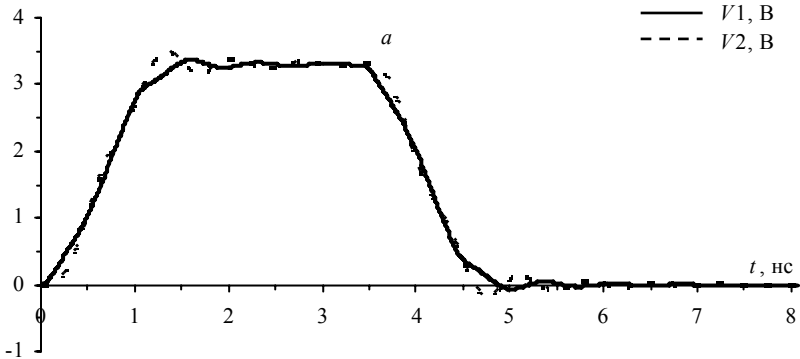


Рис. 4.10. Формы напряжения для рис. 4.9

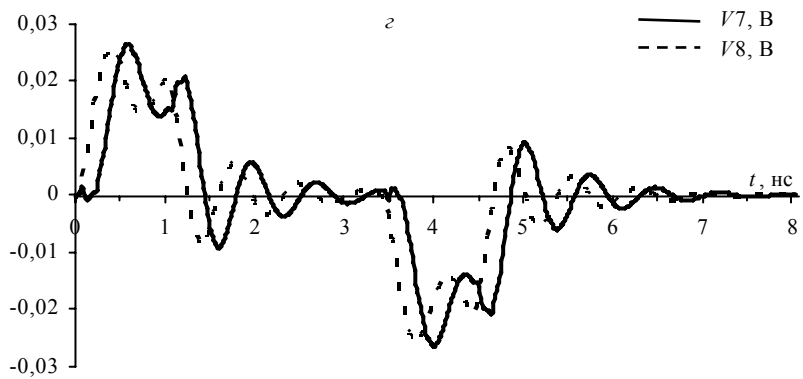
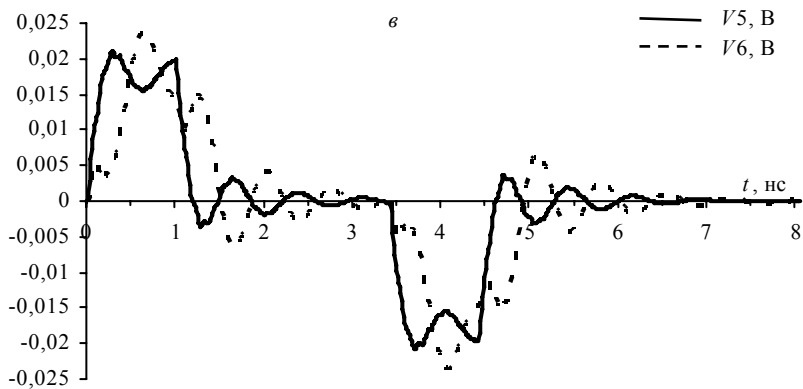
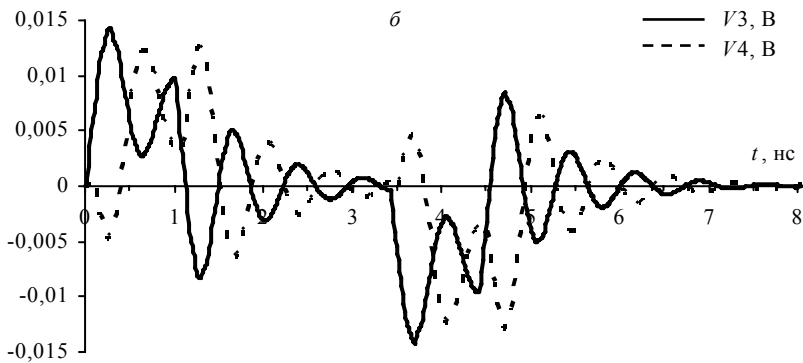


Рис. 4.10. Формы напряжения для рис. 4.9

5. МОДАЛЬНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В МНОГОПРОВОДНЫХ МЕЖСОЕДИНЕНИЯХ

5.1. Модальные искажения импульсного сигнала

В данном разделе рассматривается отрезок микрополосковой МПЛП, но исследуются искажения сигнала в активном проводнике. Они называются здесь модальными и исследуются в «чистом» виде (без других искажений) в зависимости от числа связанных проводников и их параметров [103, 104]. Исследована возможность модальных искажений импульсного сигнала в широко применяемых многопроводных кабелях с неоднородным диэлектрическим заполнением: плоских – ТРП-3×0,5, RJ-12, АПУНП, ПУГНП и центрально-симметричных – NUM, ПВСн [105, 106]. Использовалось вычислительное моделирование, т.к. с его помощью легко избавиться от влияния на форму сигнала потерь и дисперсии, а также минимизировать отражения в линиях, что трудно сделать экспериментально.

5.1.1. Микрополосковые линии

Сначала были вычислены матрицы **C** и **L** для двух, трёх и четырёх ($N = 2, 3, 4$) связанных микрополосковых линий (последний вариант показан на рис. 3.1). Во всех вариантах $t/w=0,05$; $d/w=1$; $s/w=1$; $h_1/w=0,5$, где t и w – толщина и ширина проводников, s – расстояние между ними, d – расстояние от проводника до края структуры, h_1 – толщина подложки. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_{r1}=3$. Для покрывающего слоя $\epsilon_{r2}=5$, а его относительная толщина $h_2/w=0,0,1,0,15\dots 1$.

Затем вычислялась форма сигнала в конце проводника 1 при условии, что к его началу подключен генератор э.д.с. с формой трапеции (рис. 3.2) при $t_r=t_f=100$ пс, $t_d=800$; 0 пс, и $E_0=1$ В. Для проверки достоверности результатов моделирования форма сигнала вычислялась по двум разным моделям. Использовалось вычисление по алгоритмической модели [67] в частотной области (с применением быстрого преобразования Фурье). Потери и дисперсия не учитывались, а к концу каждой линии подключались резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам матрицы импедансов (т.е. на конце линий обеспечивалось псевдосогласование). Использовалась и простая аналитическая модель [107] во временной области для линий без потерь и дисперсии, с нулевыми нагрузками в начале и полностью согласованных в конце (т.е. ни одна мода не отражается от конца линии – есть только проходящие волны). Вычисления проводились по обеим моделям при различных параметрах

линий и воздействующего сигнала, и получено хорошее совпадение форм сигнала, вычисленных по разным моделям. Пример их сравнения показан на рис. 5.1 [103]. Сигналы совпадают с точностью до 2% по амплитуде и до 0,25% по времени. В остальной части данного раздела показаны формы сигнала, полученные по алгоритмической модели [67].

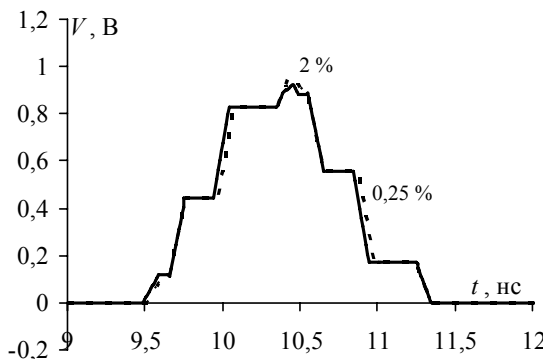


Рис. 5.1. Форма сигнала, вычисленная по модели [107] (---) и по модели [67] (—)

По результатам моделирования можно сделать общий вывод, что при $t_d > 0$ модальные искажения начинают проявляться в виде изменения фронта импульса из линейно нарастающего в ступенчатый, причём с ростом длины l отрезка растут временные интервалы между ступеньками. Рост этих интервалов более t_d ведёт к снижению амплитуды импульса и его разложению на N импульсов меньшей амплитуды. Примеры форм сигнала в конце активного проводника при $l = 2$ м, $N = 2, 3, 4$, $h_2/w = 0; 0,25$ для $t_d = 800$ пс показаны в табл. 5.1, а для $t_d = 0$ пс (для $h_2/w = 0; 0,15; 0,25$) – в табл. 5.2. Как видно, искажения импульса, распространяющегося в МПЛП, могут привести к многократному росту времени фронта импульса, изменению его длительности, уменьшению амплитуды, изменению формы и даже к росту числа импульсов. Если эти параметры информативны, то могут иметь место погрешности в обработке информации. Выбором толщины покрывающего диэлектрического слоя микрополосковых МПЛП можно уменьшать модальные искажения.

Методически важно отметить, что показанные искажения обусловлены не такими известными факторами как потери, дисперсия и отражения в линиях, а только лишь различием задержек распространения мод из-за неоднородного диэлектрического заполнения в МПЛП, и поэтому, подчёркивая физическую сущность этих искажений, естественно называть

их модальными. Можно полагать, что модальные искажения импульса в отрезке МПЛП тем меньше, чем строже выполняется условие

$$l[\max(\tau_i) - \min(\tau_i)] \ll t_r, i=1, \dots, N, \quad (5.1)$$

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). Это подтверждается данными табл. 5.3, 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 табл. 5.1 и 5.2).

Таблица 5.1

Формы напряжения (В, пс) в конце проводника 1 при $l = 2$ м, $N = 2, 3, 4$, $h_{d2}/w = 0; 0,25$ для $t_d = 800$ пс (на графиках указано время фронта по уровням 0,1-0,9)

N	$h_2/w=0$	$h_2/w=0,25$
2		
3		
4		

Таблица 5.2

Формы напряжения (В, пс) в конце проводника 1
при $l = 2$ м, $N = 2, 3, 4$, $h_2/w = 0; 0,15; 0,25$ для $t_d = 0$ пс

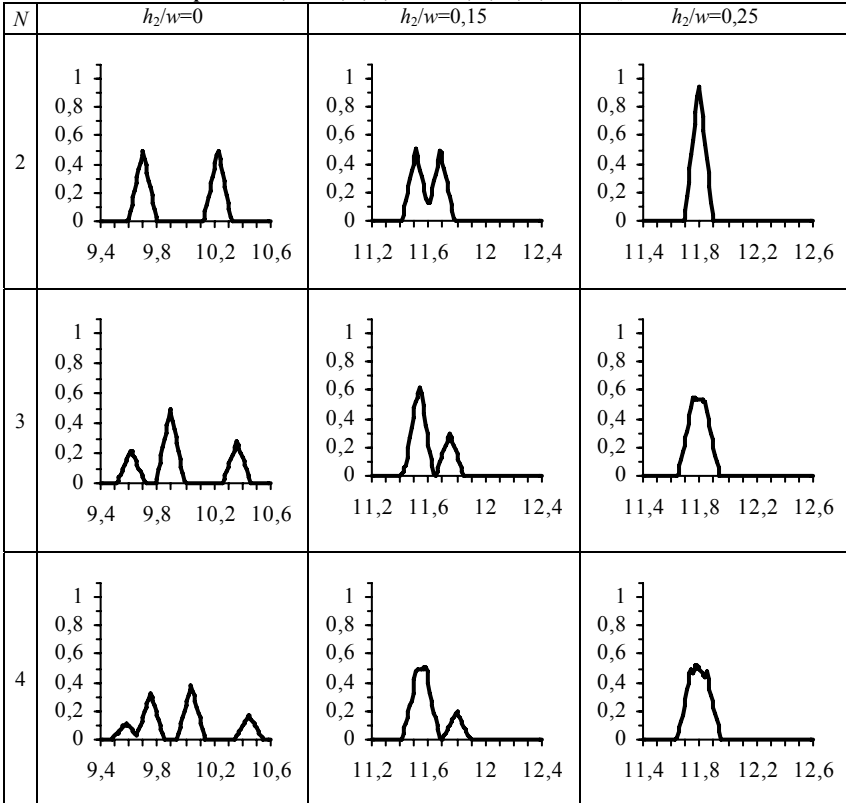


Таблица 5.3

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

h_2/w	$N=2$			$N=3$				$N=4$				
	τ_1	τ_2	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	τ_1	τ_2	τ_3	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
0	4799	5064	265	5131	4896	4758	373	5173	4740	4970	4826	433
0,25	5850	5843	7	5824	5871	5855	47	5818	5836	5876	5875	58

Таким образом, максимальная разность погонных задержек мод отрезка многопроводных линий является основной характеристикой, определяющей выраженность модальных искажений сигнала в этом отрезке. Поэтому важно исследовать эту характеристику подробнее. Её

зависимости от h_2/w для $N = 2, 3, 4$, вычисленные двумя способами, показаны на рис. 5.2 *а, б* соответственно. Из сравнения рисунков видны некоторые количественные отличия, вызванные различием дискретизации границ конфигурации, но характер зависимостей одинаков. Из его анализа можно сделать такие выводы.

1. Для исследованных микрополосковых линий изменением h_2/w можно изменять максимальную разность погонных задержек мод, причём есть 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. Этот факт 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: одна, вблизи с одной, двумя или несколькими соседними линиями, пусть даже без источников. И может понадобиться контроль этих факторов.

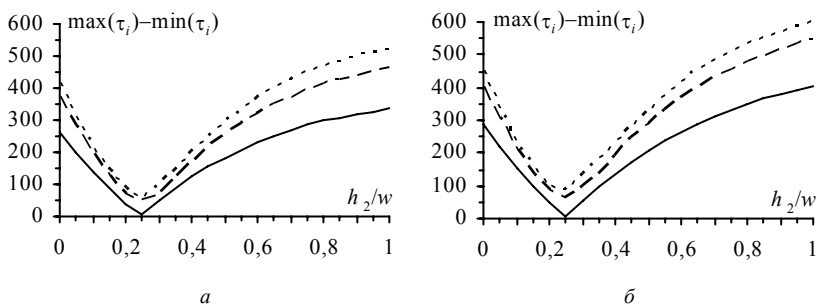


Рис. 5.2. Зависимости максимальной разности погонных задержек мод (пс/м) от h_2/w для $N = 2$ (—), 3 (---), 4 (-·-·-), вычисленные в системах TALGAT (*а*) и LINPAR (*б*)

5.1.2. Плоские и центрально-симметричный кабели

Вначале рассмотрим широко применяемые плоские кабели: ТРП-3×0,5 – в системах сигнализации и RJ-12 – в бытовых телефонных сетях. Геометрические модели поперечного сечения кабелей показаны на рис. 5.3: ТРП-3×0,5 (радиус провода 0,25 мм, радиус оболочки 0,75 мм, толщина оболочки между проводами 0,5 мм, расстояние между центрами соседних проводов 3 мм) (*а*); RJ-12 (радиус провода – 0,2 мм, радиус оболочки провода – 0,47 мм, радиус оболочки кабеля – 1,25 мм) для $N=2$ (*б*), $N=3$ (*в*), $N=4$ (*г*). Для них были вычислены погонные задержки мод и их

разность. Для контроля сходимости (с учетом довольно сложного поперечного сечения кабелей) вычисления производились с учащением сегментации, пока ошибка не уменьшится до 1–2% (табл. 5.4). И только после этого производились окончательные вычисления (при самой частой сегментации) в диапазоне изменения ϵ_r .

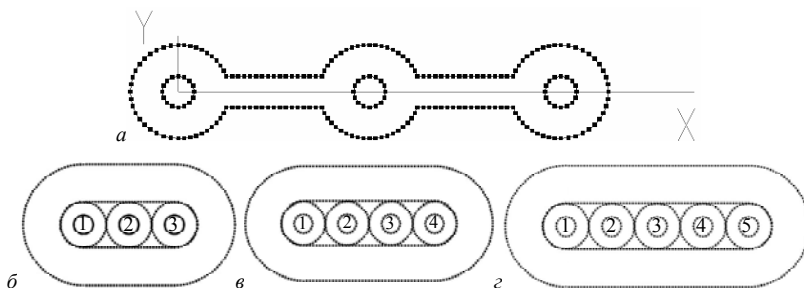


Рис. 5.3. Геометрические модели кабелей ТРП-3×0,5 (а) и RJ-12 (б, в, г)

Таблица 5.4

Сходимость значений погонных задержек мод и их разности для сигнальных кабелей ТРП-3×0,5 и RJ-12

Число сегментов на проводе	ТРП-3×0,5				RJ-12				
	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	$\tau_1-\tau_2$, нс/м	Ошибка, %	τ_1 , нс/м	τ_2 , нс/м	τ_3 , нс/м	$\max(\tau_i)-\min(\tau_i)$, нс/м	Ошибка, %
8	6,75	5,55	1,20		4,55519	5,3247	5,81555	1,26036	
16	6,68	5,44	1,24	3,23	4,58058	5,33354	5,80160	1,22102	-3,118
32	6,64	5,38	1,26	1,59	4,56499	5,33303	5,81331	1,24832	2,236
64	6,62	5,34	1,28	1,56	4,55250	5,32728	5,81350	1,26100	1,017

Для кабеля ТРП-3×0,5 (рис. 5.3 а) зависимости $\tau_1(\dots)$, $\tau_2(\dots)$ и $\tau_1-\tau_2(\dots)$ от относительной диэлектрической проницаемости оболочки (ϵ_r) приведены на рис. 5.4 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 (рис. 5.3 в, для $N=3$) зависимости $\tau_1(\dots)$, $\tau_2(\dots)$, $\tau_3(\dots)$ от относительной диэлектрической проницаемости оболочки кабеля (ϵ_{r2}) при относительной диэлектрической проницаемости оболочки проводов из ПВХ ($\epsilon_{r1}=3$) приведены на рис. 5.4 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 исследова-

дования выполнены для его вариантов с меньшим и большим числом проводов. Зависимости $\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$ от ϵ_{r2} при относительной диэлектрической проницаемости оболочки проводов из ПВХ ($\epsilon_{r1}=3$) для $N=2(\dots)$, $N=3(-\cdot-\cdot-)$, $N=4(\text{---})$ приведены на рис. 5.4 в. Видно, что с ростом числа проводов в кабеле минимум максимальной разности погонных задержек мод увеличивается, но характер зависимостей различен.

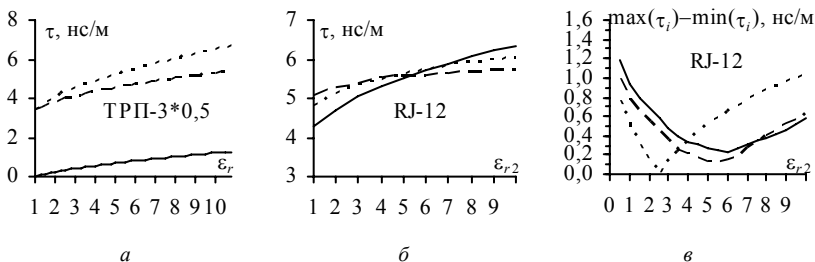


Рис. 5.4. Зависимости погонных задержек мод (*а*, *б*) и максимальной разности погонных задержек мод (*в*) от относительной диэлектрической проницаемости изоляции кабеля

Среди кабелей сетевого питания широко используются NUM и АПУНП. Геометрические модели поперечного сечения кабелей представлены на рис. 5.5: NUM (радиус провода 0,75 мм, толщина оболочки проводника 0,75 мм, радиус от центра до внутреннего края оболочки кабеля 2,8 мм, толщина оболочки кабеля 1,2 мм) рис. 5.5 *а* и АПУНП (радиус провода – 1 мм, толщина оболочки провода – 0,5 мм, толщина оболочки кабеля – 1,23 мм) рис. 5.5 *б*.

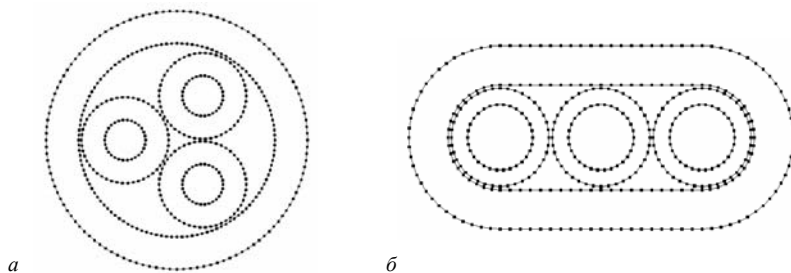


Рис. 5.5. Геометрические параметры кабелей: NUM (*а*), АПУНП (*б*)

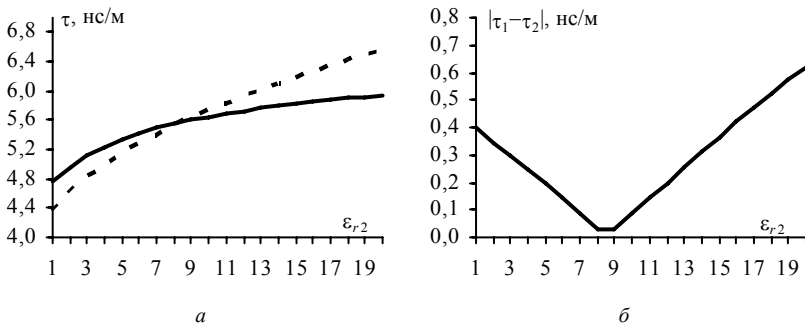
Вычисленные значения погонных задержек мод и их разность для возможных значений относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r2}=1, 2, \dots, 20$ внешней изоляции кабеля при изоляции проводников с $\epsilon_{r1}=3$ сведены в табл. 5.5. Внешняя среда – воздух.

Таблица 5.5

Значения погонных задержек мод и их разность (нс/м) для рис. 5.5

ϵ_{r2}	NUM			АПУНП		
	τ_1	τ_2	$ \tau_1 - \tau_2 $	τ_1	τ_2	$ \tau_1 - \tau_2 $
1	4,78670	4,78663	6,75933e-5	4,75746	4,35672	0,40073
2	4,84567	4,84560	6,59194e-5	4,96789	4,62532	0,34256
3	4,89072	4,89065	6,46034e-5	5,11912	4,82193	0,29718
4	4,93009	4,93003	6,34150e-5	5,23773	4,98850	0,24922
5	4,96586	4,96580	6,22979e-5	5,33482	5,13711	0,19770
6	4,99891	4,99885	6,12295e-5	5,41646	5,27302	0,14344
7	5,02971	5,02965	6,01990e-5	5,48644	5,39906	0,08737
8	5,05859	5,05853	5,92000e-5	5,54729	5,51703	0,03025
9	5,08578	5,08572	5,82289e-5	5,60080	5,62814	0,02733
10	5,11146	5,11140	5,72830e-5	5,64832	5,73328	0,08495
11	5,13578	5,13572	5,63608e-5	5,69085	5,83314	0,14229
12	5,15886	5,15880	5,54610e-5	5,72916	5,92826	0,19910
13	5,18081	5,18075	5,45825e-5	5,76389	6,0191	0,25520
14	5,20171	5,20166	5,37246e-5	5,79553	6,10601	0,31048
15	5,22161	5,22166	5,28867e-5	5,82448	6,18934	0,36485
16	5,24066	5,24071	5,20680e-5	5,85109	6,26934	0,41824
17	5,25893	5,25888	5,12682e-5	5,87564	6,34626	0,47062
18	5,27639	5,27633	5,04866e-5	5,89836	6,42031	0,52195
19	5,29311	5,29307	4,97229e-5	5,91945	6,49168	0,57223
20	5,30917	5,30912	4,89764e-5	5,93908	6,56054	0,62145

Из табл. 5.5 видно, что для кабеля NUM погонные задержки мод почти равны, значит модальных искажений практически нет. В кабеле АПУНП разница погонных задержек мод существенна (рис. 5.6). При оболочке кабеля из ПВХ ($\epsilon_{r2}=3$) разница погонных задержек мод составляет 0,3 нс/м.

Рис. 5.6. Зависимость погонных задержек мод (а) и их разности (б) от ϵ_{r2} для рис. 5.5 б

5.1.3. Искажения сигналов в виде меандра и синусоиды

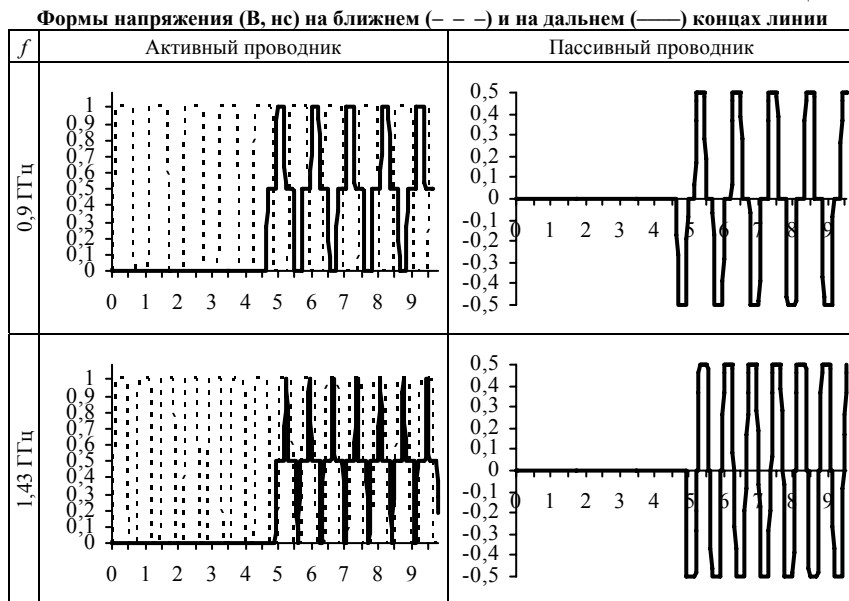
В предыдущих разделах исследовано влияние модальных искажений на форму одиночного импульса, но в межсоединениях сигналы могут распространяться в виде последовательности импульсов, например, меандра, синусоиды и т.д. Поэтому исследуем влияние модальных искажений на эти сигналы. Тип линии не имеет принципиального значения, поэтому используется отрезок двухпроводной микрополосковой линии с параметрами (для случая $h_2/w=0$) и нагрузками, описанными выше (рис. 5.7).

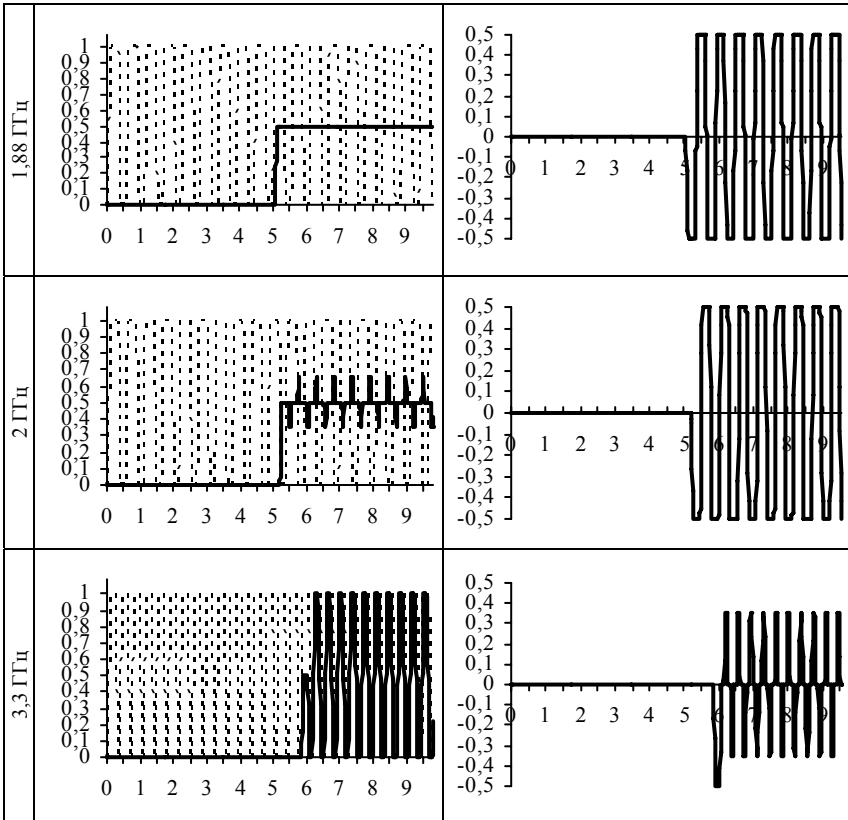


Рис. 5.7. Исследуемая структура

Длина отрезка выбрана равной 1 м, поскольку почти такой длины могут достигать межсоединения печатных плат [108]. Вначале, к проводнику 1 подключался генератор э.д.с. в виде меандра с параметрами $E_0=2$ В, $t_r=t_f=50$ пс, а длительность вершины импульса изменялась $t_d=500; 300; 200; 100$ пс. Соответственно, частоты повторения импульсов равны $f \approx 0,9; 1,43; 2; 3,3$ ГГц. Результаты моделирования приведены в табл. 5.6.

Таблица 5.6





Из табл. 5.6 видно, что с увеличением частоты в активном проводнике происходит постепенное слияние сигналов четной и нечетной моды, а при $f=1,88$ ГГц ($t_d=215$ пс) происходит полное слияние двух мод. Назовем это явление *модальным слиянием* сигналов.

Можно полагать, что модальное слияние в отрезке линии для сигнала в виде меандра происходит тем полней, чем строже выполняется условие

$$t_d + t_f \approx l \cdot |\tau_1 - \tau_2|. \quad (5.2)$$

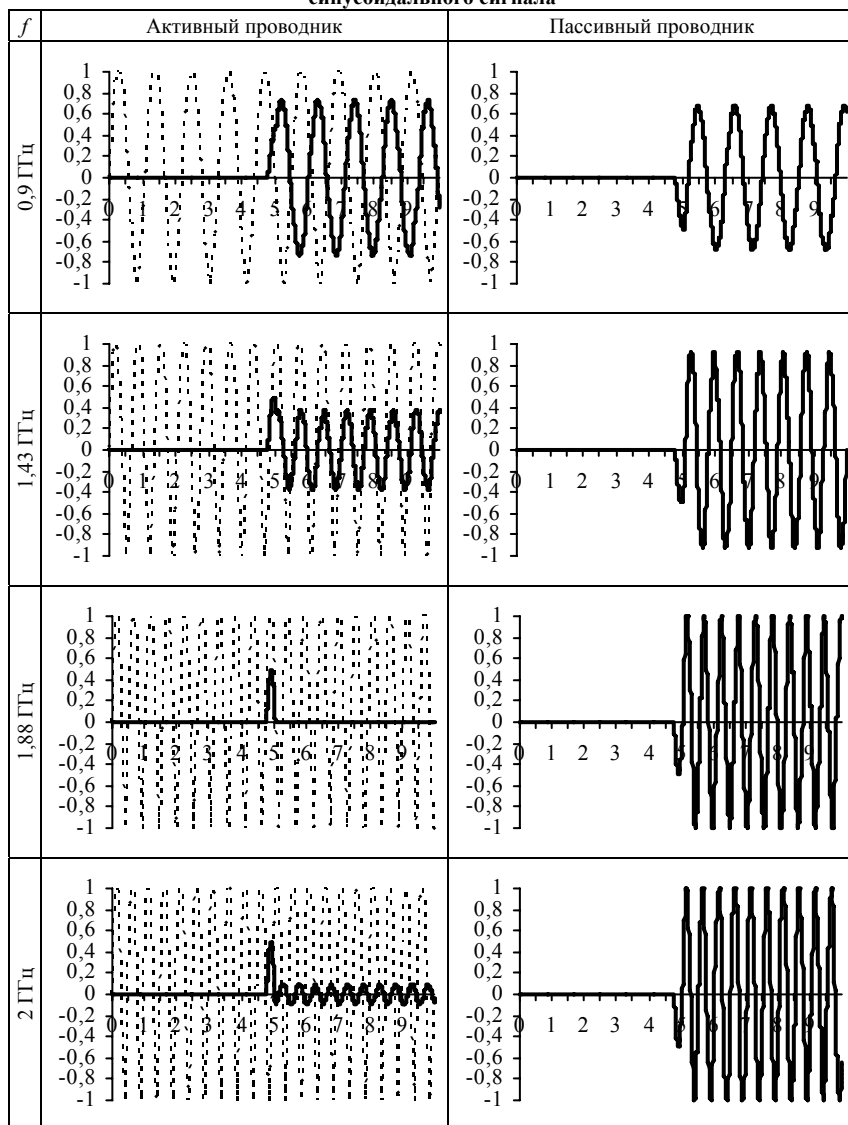
Подставим в (5.2) $|\tau_1 - \tau_2| = 265$ пс/м из табл. 5.3, $l=1$ м, $t_d=215$ пс, $t_f=50$ пс, получаем 215 пс + 50 пс ≈ 1 м $\cdot 265$ пс/м. Частоту модального слияния двух мод в линии передачи можно вычислить из выражения

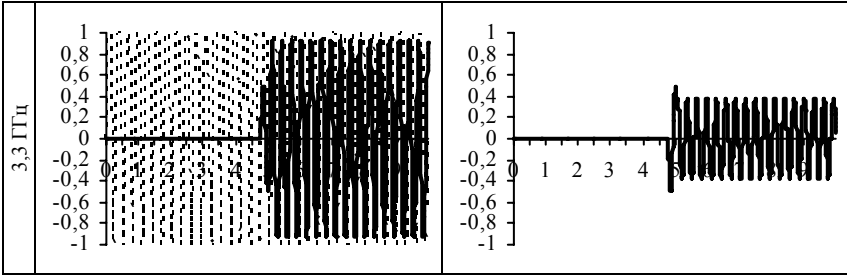
$$f_M \approx \frac{1}{2 \cdot l \cdot |\tau_1 - \tau_2|} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 265 \cdot 10^{-12}} \approx 1,88 \text{ ГГц.}$$

Результаты для синусоиды тех же частот приведены в табл. 5.7.

Таблица 5.7

Формы напряжения (В, пс) на ближнем (---) и на дальнем (—) концах линии для синусоидального сигнала





На рис. 5.8 представлены результаты моделирования (частота меандра 1,88 ГГц) для режима на концах пассивного проводника, близкого к холостому ходу (10 кОм) и короткому замыканию (1 Ом). В активном проводнике, для обоих случаев, обеспечивалось псевдосогласование. Видно, что при рассмотренных режимах появляются импульсы небольшой амплитуды, однако явление модального слияния сохраняется.

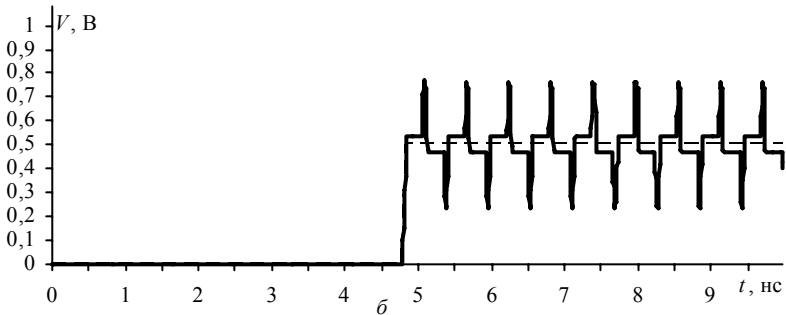
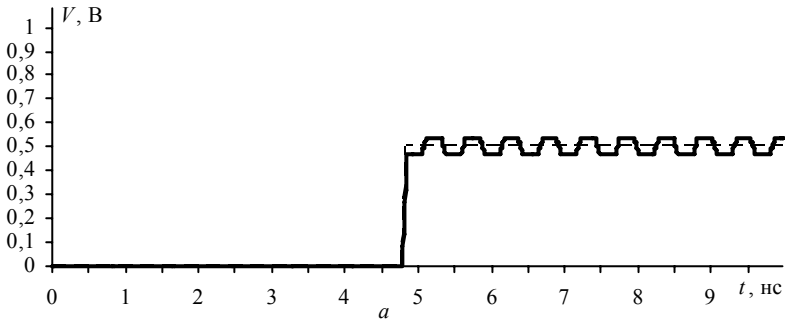


Рис. 5.8. Формы напряжения в активном проводнике для ХХ (а) и КЗ (б) в пассивном

Для режима псевдосогласования рассматриваемой структуры были вычислены амплитудно-частотные характеристики, которые представлены на рис. 5.9. Из них видно, что при частотах $f_k=(2\cdot k-1)\cdot f_m$, $k=1, 2, \dots$, слияние двух мод будет происходить в конце активного проводника, а при $f_k=2\cdot(k-1)\cdot f_m$ – в конце пассивного проводника.

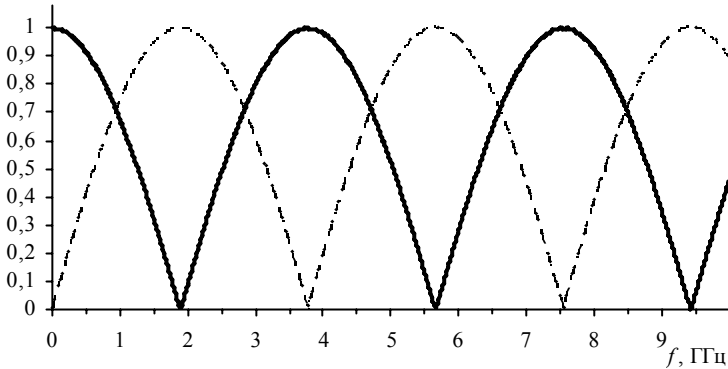


Рис. 5.9. Амплитудно-частотные характеристики для рис. 5.7: V3(—), V4(---)

5.2. Разложение импульсного сигнала

В данном разделе показана возможность использования новых модальных явлений для защиты от коротких импульсов в линиях передачи. Продемонстрировано разложение импульса в отрезке связанных линий на два импульса вдвое меньшей амплитуды. Рассмотрено последовательное разложение импульса в нескольких отрезках: приведены примеры моделирования, пояснены различные механизмы разложения, представлены формулы, связывающие число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами [109].

В разд. 5.1 показано, что при распространении импульса в отрезке линии, с неоднородным диэлектрическим заполнением, из N проводников (не считая опорного) импульс может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии. 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

$$t_\Sigma < l \cdot \min|\tau_i - \tau_k|, \quad i, k=1, \dots, N, \quad i \neq k \quad (5.3)$$

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

Для пары связанных линий ($N=2$) из (5.3) получим

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \quad (5.4)$$

где τ_2, τ_1 – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке связанных линий. Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между одним и общим проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка рис. 5.10. (Результаты вычислены при значениях резисторов, выбранных из условия псевдосогласования).

Режим холостого хода на концах пассивного проводника (когда к концам пассивного проводника подключались резисторы с сопротивлением 10 кОм, а на активных проводниках выбирались из условия псевдосогласования) не влияет на форму импульсов разложения, а только незначительно изменяет их амплитуду (рис. 5.11). Дальнейшее исследование в этом разделе выполняется при условии псевдосогласования.

Факт уменьшения вдвое амплитуды импульса может быть использован для защиты от коротких импульсов с опасно высоким напряжением в линиях передачи. Причем, можно предположить, что каскадное соединение отрезков приведет к последовательному делению каждого импульса на два импульса вдвое меньшей амплитуды. Действительно, подключение к отрезку из рис. 5.10 ещё одного отрезка приведет к тому, что импульс 1 разложится на импульс 1.1 и импульс 1.2, тогда как импульс 2 разложится на импульс 2.1 и импульс 2.2. Эти импульсы не будут совпадать друг с другом в двух случаях: если разность задержек мод у второго отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у первого (тогда получится последовательность импульсов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2, см. рис. 5.12); если разность задержек мод у первого отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у второго (тогда получится последовательность импульсов 1.1, 1.2, 2.1, 2.2, см. рис. 5.13).

Отметим, что структуры из рис. 5.12 и 5.13 представляют собой, по существу, одну структуру, возбуждаемую импульсом с разных сторон. Так что, несмотря на явную асимметрию, можно говорить о взаимности подобных структур.

Естественно полагать, что последовательное соединение n отрезков приведет при определенных условиях к разложению на 2^n импульсов. Так, 3 отрезка дадут 2^3 , то есть 8 импульсов в 8 раз меньшей амплитуды, например, если перед структурой из рис. 5.13 включить отрезок с вдвое большей (чем у последующего) разностью задержек мод (рис. 5.14).

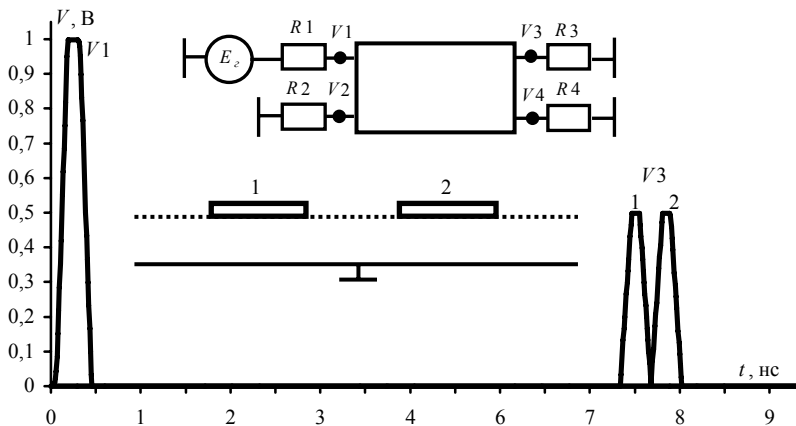


Рис. 5.10. Разложение импульса в одиночном отрезке связанной линии

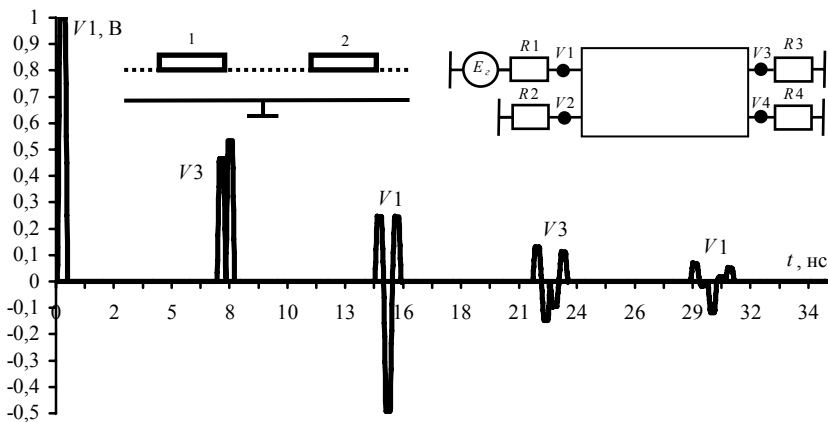


Рис. 5.11. Формы напряжения в активном проводнике для режима холостого хода на концах пассивного проводника

Для структуры из n отрезков длина k -го отрезка

$$l_k = l(2^{k-1}), k = 1, \dots, n, \quad (5.5)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l(2^n - 1). \quad (5.6)$$

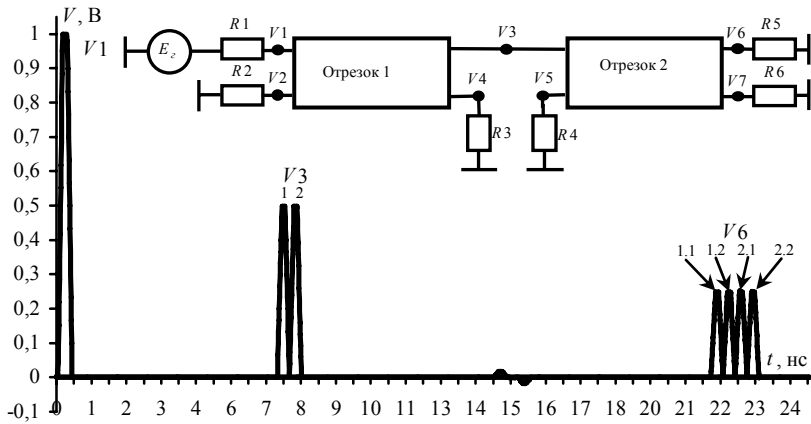


Рис. 5.12. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 1 (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

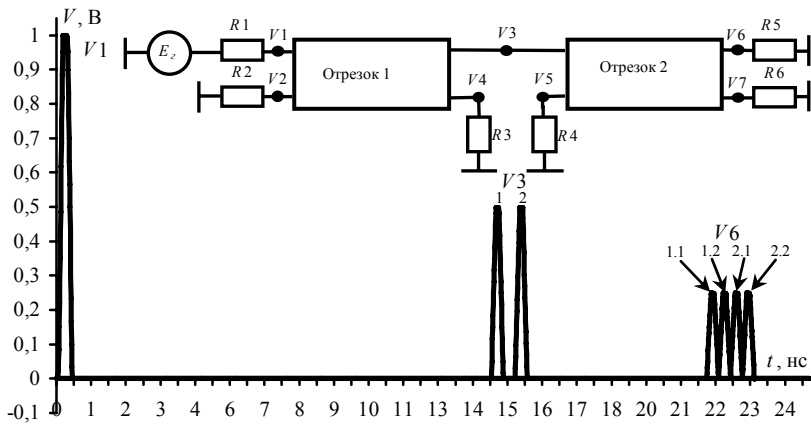


Рис. 5.13. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 2 (разность задержек мод у первого отрезка вдвое больше, чем у второго)

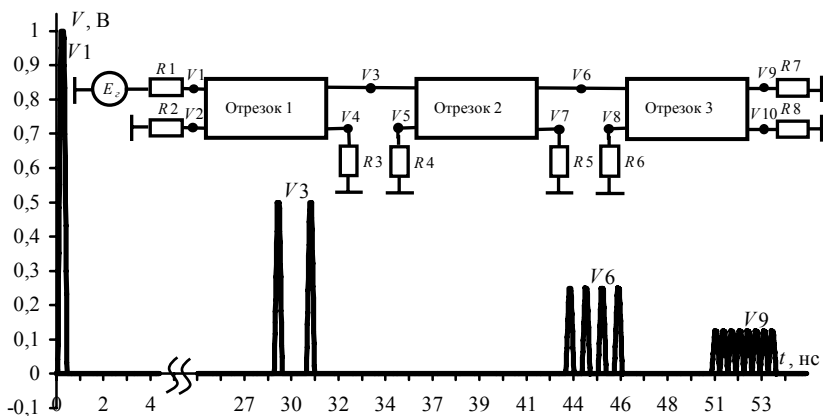


Рис. 5.14. Разложение импульса в трёх отрезках связанных линий

Таким образом, простые формулы (5.4)–(5.6) связывают число и параметры отрезков для разложения импульса с заданными параметрами, позволяя выполнить расчёт защиты. Тип линии не имеет принципиального значения; в данной работе использовалась микрополосковая линия с параметрами, детально описанными в разделе 5.1. Для моделирования распространения импульса в структурах (рис. 5.10–5.14) использовано квазистатическое приближение: вычисление матриц погонных параметров линии выполнено в системах LINPAR и TALGAT с хорошим совпадением результатов, а временные отклики получены в системе PSpice и по моделям, программно реализованным в разделе 2. Потери и дисперсия в линиях не учитывались, но их влияние вполне предсказуемо: прежде всего, оно скажется в «размытии» импульсов и приведет к частичному слиянию импульсов на фронтах и спадах, что может быть даже полезным для защиты (один импульс той же амплитуды вместо нескольких).

Практическая реализация нового принципа защиты за счет модального разложения импульса в отрезках связанных линий возможна на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных.

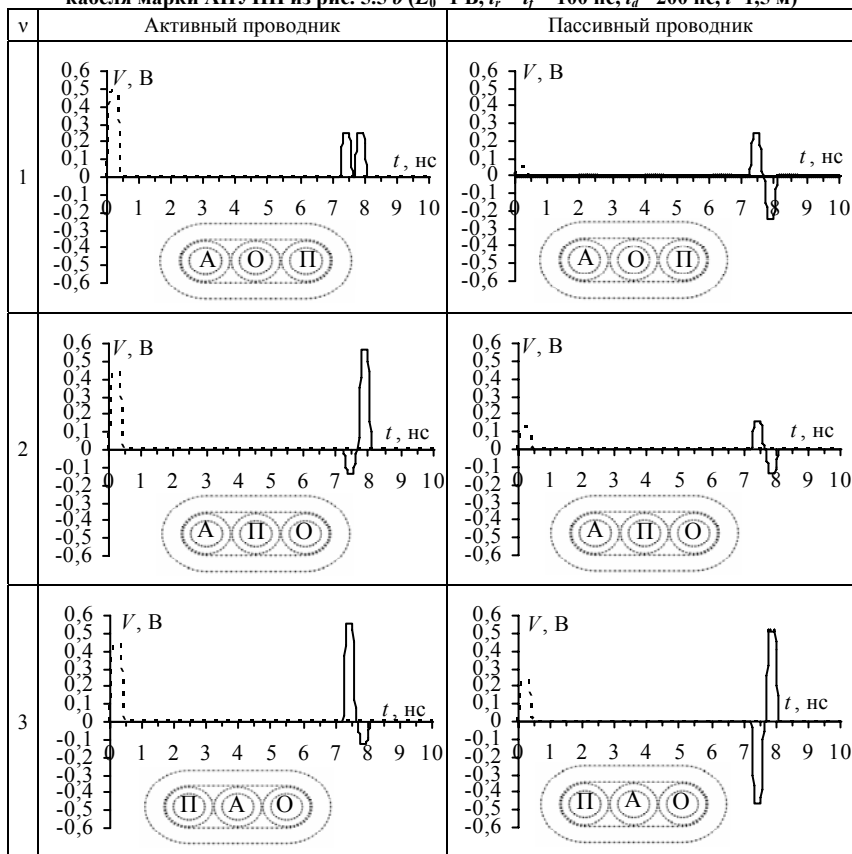
5.2.1. Кабели

Рассматривались три варианта подключения к кабелю генератора импульса э.д.с. в форме трапеции при двух вариантах выбора опорного проводника. Длина кабеля выбиралась из условия (5.3). Получены результа-

ты моделирования отклика для АПУНП (табл. 5.8), ТРП-3×0,5 (табл. 5.9), RJ-12 (табл. 5.10), где v – номер варианта подключения, А – активный проводник, к которому подключен генератор импульса; О – опорный проводник; П – пассивный проводник.

Таблица 5.8

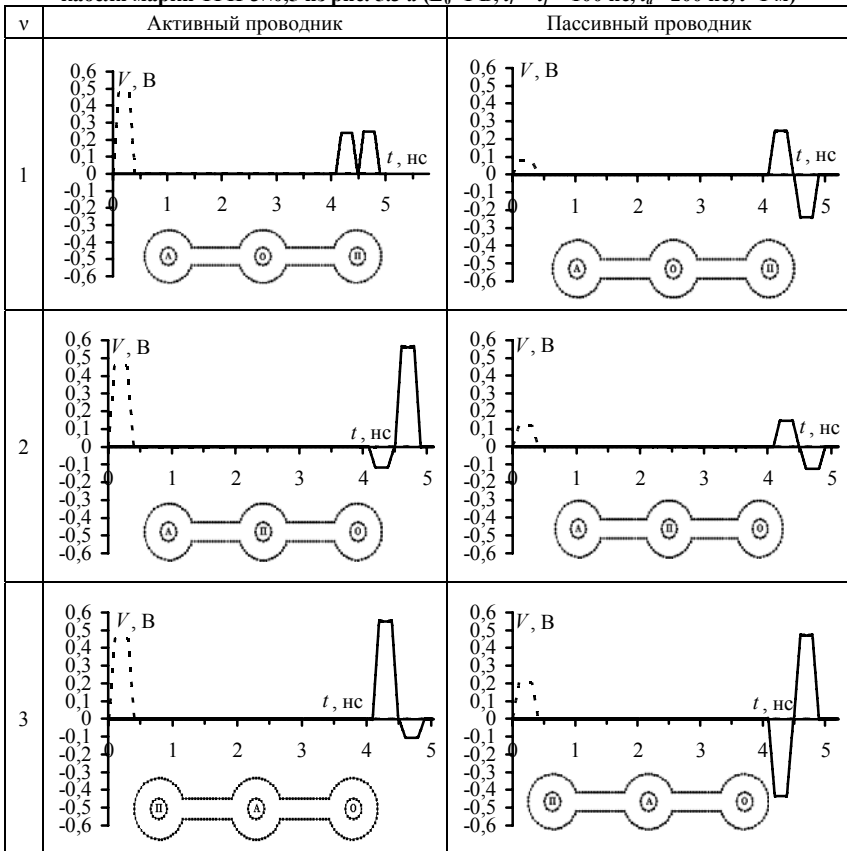
Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах кабеля марки АПУНП из рис. 5.5 б ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d=200$ пс, $l=1,5$ м)



Из табл. 5.8–5.9, видно, что в варианте 1 к концу активного проводника приходят два импульса одинаковой (половинной) амплитуды и полярности, а в остальных вариантах эти два импульса имеют разную полярность и амплитуду. Таким образом, в варианте 1 имеет место эффект модальной фильтрации.

Таблица 5.9

Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах
кабеля марки ТРП-3х0,5 из рис. 5.3 а ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d=200$ пс, $l=1$ м)



Из табл. 5.10, видно, что в конце активного проводника для некоторых вариантов два импульса, а для других три. (Отметим, что две погонные задержки мод τ_2 и τ_3 при $\epsilon_r=3$ почти равны (рис. 5.4 в), т.к. они различаются всего на 40 пс.) Полярность и амплитуды импульсов зависят от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, и от коэффициентов отражений каждой моды.

Пользуясь модальной теорией [18], для согласованного варианта при выполнении условия (5.3) амплитуды импульсов разложения можно вычислить с помощью выражения

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad \mathbf{V}_m = \frac{1}{2} \mathbf{S}_v^{-1} \mathbf{E}, \quad (5.7)$$

где \mathbf{V} – матрица размера $N \times N$, в которой значения элементов строк соответствуют амплитудам импульсов разложения в проводниках линии (N – количество проводников); \mathbf{S}_v – матрица размера $N \times N$, содержащая собственные вектора матрицы \mathbf{LC} ; \mathbf{E} – вектор размера $N \times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения. Для проверки формулы (5.7) в табл. 5.11 приведены вычисленные по ней амплитуды импульсов разложения для двух кабелей (А – активный проводник, П – пассивный).

Таблица 5.10

Формы сигнала на ближнем (---) и на дальнем (—) концах активного проводника кабеля RJ-12 из рис. 5.3 в ($E_0=1$ В, $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d = 10$ пс, $l = 1,5$ м)

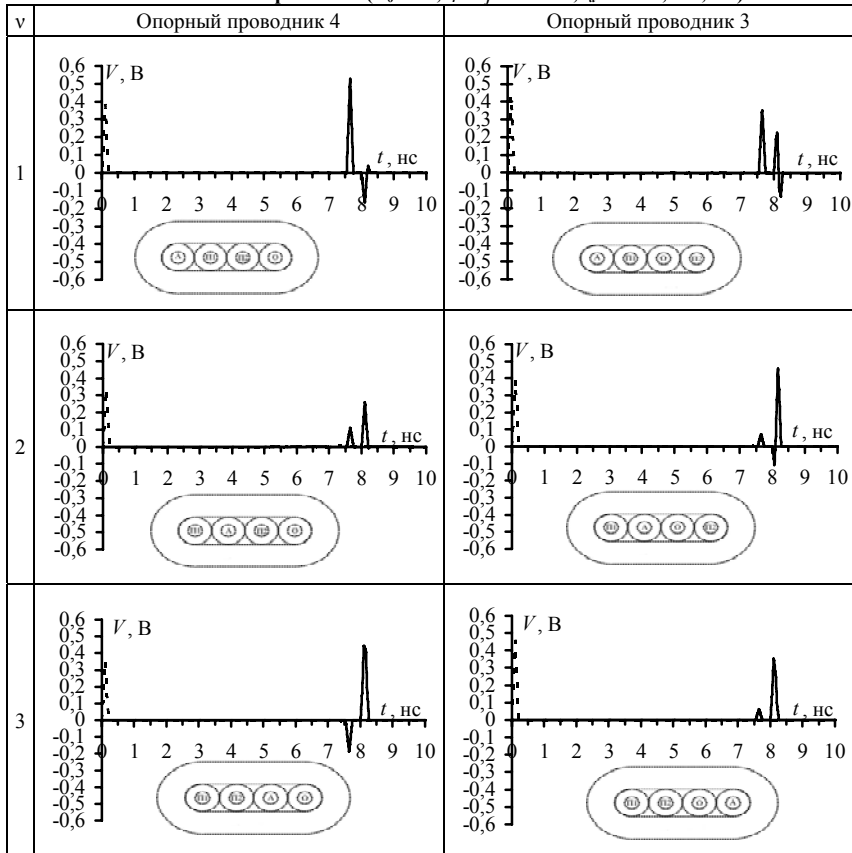
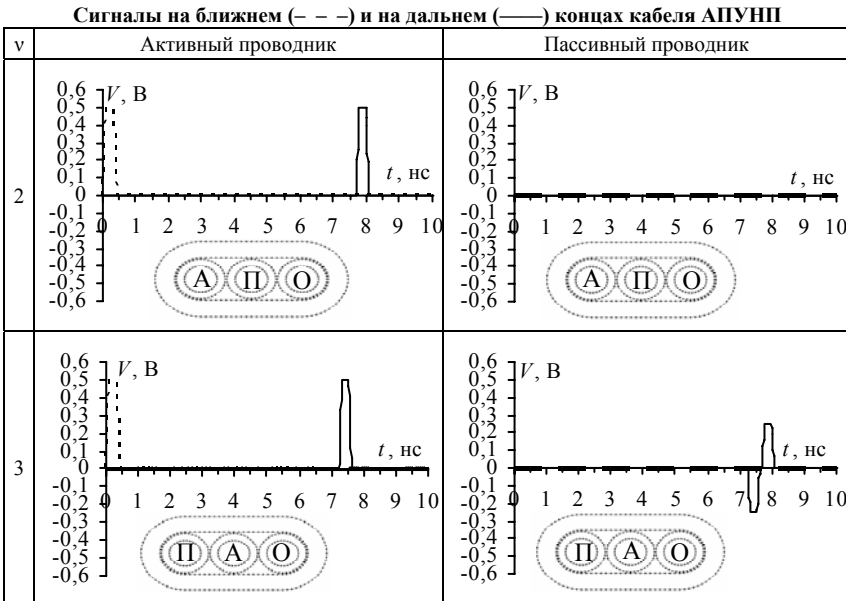


Таблица 5.11

v →		Амплитуда импульсов в АПУНП и ТРП-3×0,5					
		1		2		3	
Кабель	Провод	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$
АПУНП	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25
ТРП-3×0,5	А	0,25	0,25	0	0,5	0,5	0
	П	0,25	-0,25	0	0	-0,25	0,25

При сравнении амплитуд из табл. 5.11 с табл. 5.8, 5.9 видно, что в варианте 1 амплитуды и полярности импульсов в активном и пассивном проводниках совпадают. В варианте 2 не совпадает число импульсов, но в активном проводнике для наибольшего импульса совпадает полярность. В варианте 3 не совпадает число и амплитуда импульсов, но совпадает полярность: в пассивном проводнике – всех импульсов, а в активном – наибольшего. Различие в вариантах 2 и 3 связано с тем, что при выборе опорным проводника 3, диагональные значения матрицы \mathbf{Z} различны, поэтому при псевдосогласовании появляются отражения из-за неполного согласования каждой моды. Результаты при полном согласовании показаны в табл. 5.12, из которой следует, что для варианта 2 и 3 значения амплитуд импульсов разложения совпадают со значениями из табл. 5.11.

Таблица 5.12



Результаты аналогичной проверки формулы (5.7), выполненные для кабеля RJ-12, приведены в табл. 5.13. Из неё, видно, что разложение на три импульса может происходить для некоторых вариантов, а может и не происходить. Сравнить результаты вычислений, представленных в табл. 5.10 и 5.13, можно только для τ_1 , значение которой минимально из трех значений погонных задержек. Полярность импульса совпадает, а амплитуды немного отличаются.

Т а б л и ц а 5.13

v		Амплитуды импульсов для RJ-12								
		1			2			3		
Кабель		$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$	$V(\tau_1)$	$V(\tau_2)$	$V(\tau_3)$
RJ-12 (Опорный проводник 3)	A	0,31	0,25	-0,06	0,057	0	0,442	0,132	0,25	0,117
	П1	0,1	-0,25	0,14	0,177	0	-0,177	-0,132	0,25	-0,117
	П2	-0,31	0,25	0,06	-0,177	0	0,177	-0,041	-0,25	0,292
RJ-12 (Опорный проводник 4)	A	0,442	0	0,057	0,1	0,25	0,15	-0,04	0,25	0,29
	П1	0,143	0	-0,143	0,31	-0,25	-0,06	0,13	-0,25	0,11
	П2	-0,143	0	0,143	-0,1	0,25	-0,15	0,04	0,25	-0,29

5.2.2. Межсоединения печатных плат

Рассмотрим межсоединения ПТМП. Для её связанных линий, пользуясь подходом работы [85], вычислены погонные задержки четной (τ_1) и нечетной (τ_2) мод, а также их разности $\Delta\tau$. Результаты сведены в табл. 5.14. Из неё видно, что $\Delta\tau$ для разных линий и параметров меняется (легко построить конкретные зависимости) от 0 до 1,5 нс/м.

Таким образом, разность погонных задержек мод в межсоединениях ПТМП может привести к модальным явлениям, что позволяет использовать линии передачи ПТМП длиной в десятки сантиметров для модальной фильтрации импульсов длительностью в сотни пикосекунд.

Отметим, что сделанный вывод может оставаться справедливым для межсоединений и других печатных плат [110]. Так, в многослойной печатной плате разность погонных задержек мод для внутренних слоёв близка к нулю из-за однородного диэлектрического заполнения полосковых линий. Однако для внешнего слоя, состоящего из микрополосковых линий с покрывающим слоем диэлектрика или без него, эта разность может быть значительной. Например, для обобщенной микрополосковой линии без слоя диэлектрика она может быть равна 0,3 нс/м, а со слоем – 0,4 нс/м. Аналогичная оценка для 50-омной микрополосковой линии многослойной печатной платы с реальными параметрами даёт 0,6 нс/м. Таким образом, и в печатных платах существуют скрытые и неиспользуемые ресурсы модальной фильтрации.

Таблица 5.14

Погонные задержки мод и их разность для двухпроводных межсоединений ПТМП

Слои СТП	$s+w$, мм		ОПЛ			ППЛ			ОПЛ и ППЛ		
			τ_1	τ_2	$\Delta\tau$	τ_1	τ_2	$\Delta\tau$	τ_1	τ_2	$\Delta\tau$
4	0	без лака							7,698	6,270	1,428
		с лаком							7,758	7,199	0,559
	0,625	без лака	7,530	7,530	0	6,456	5,432	1,024	7,513	6,061	1,452
		с лаком	7,704	7,634	0,070	7,194	7,163	0,031	7,675	7,168	0,507
	1,25	без лака	7,564	7,468	0,096	6,353	5,780	0,573	7,524	6,086	1,438
		с лаком	7,657	7,651	0,006	7,210	7,102	0,108	7,657	7,158	0,499
	2,5	без лака	7,570	7,519	0,051	6,177	5,974	0,203	7,524	6,101	1,423
		с лаком	7,680	7,657	0,023	7,231	7,092	0,139	7,657	7,158	0,499
6	0	без лака							7,651	6,184	1,467
		с лаком							7,752	7,087	0,665
	0,625	без лака	7,435	7,353	0,082	6,394	5,473	0,921	7,353	6,053	1,300
		с лаком	7,675	7,508	0,167	7,194	7,077	0,117	7,616	7,107	0,509
	1,25	без лака	7,418	7,289	0,129	6,345	5,750	0,595	7,364	6,057	1,307
		с лаком	7,587	7,541	0,046	7,138	7,077	0,061	7,564	7,107	0,457
	2,5	без лака	7,413	7,315	0,098	6,188	5,935	0,253	7,369	6,075	1,294
		с лаком	7,582	7,547	0,035	7,184	7,037	0,147	7,564	7,107	0,457
8	0	без лака							7,605	6,143	1,462
		с лаком							7,746	6,993	0,753
	0,625	без лака	7,364	7,231	0,133	6,337	5,435	0,902	7,241	6,006	1,235
		с лаком	7,645	7,402	0,243	7,168	6,988	0,180	7,564	7,032	0,532
	1,25	без лака	7,310	7,174	0,136	6,321	5,701	0,620	7,252	6,006	1,246
		с лаком	7,530	7,446	0,084	7,057	7,027	0,030	7,491	7,032	0,459
	2,5	без лака	7,321	7,184	0,137	6,177	5,875	0,302	7,267	6,035	1,232
		с лаком	7,508	7,463	0,045	7,123	6,964	0,159	7,491	7,032	0,459

5.2.3. Специальные компоненты

Структура из рис. 5.15 – частный случай более сложной структуры из работы [18]. Она состоит из двух проводников ($N=2$) и двух разных диэлектриков с параметрами: ширина проводников $w = 0,1$ мм, толщина проводников $t = 2$ мм, расстояние между проводниками $s = 0,2$ мм, высота подложки $h_1=1$ мм. Проводники размещены на подложке (ϵ_{r2}) ортогонально основанию с $\epsilon_{r1}=5$ на идеально проводящей плоскости.

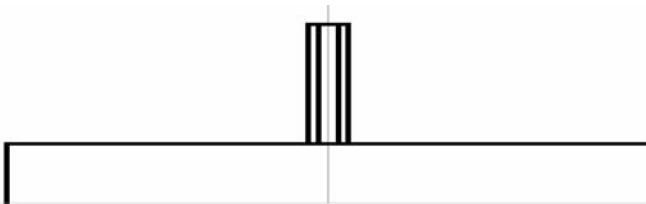


Рис. 5.15. Поперечное сечение специального компонента

Вычисленные зависимости значений погонных задержек мод и их разности от ϵ_{r2} показаны на рис. 5.16. Видно, что разность погонных задержек существенно увеличивается с ростом ϵ_{r2} . Например, при $\epsilon_{r2}=10$ она составляет 5 нс/м, что на порядок больше её значения в кабеле.

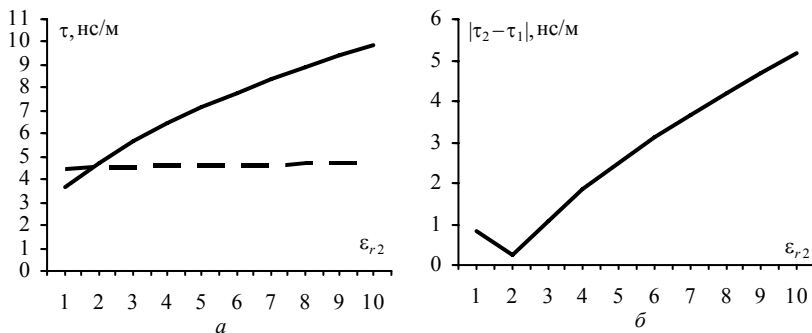


Рис. 5.16. Зависимости погонных задержек мод (а) и их разности (б) от ϵ_{r2} для рис. 5.15

5.2.4. Экспериментальное моделирование

Для подтверждения описанных выше модальных явлений и возможности использования плоского кабеля в качестве модального фильтра было выполнено экспериментальное моделирование. Для эксперимента использовались кабели ПУГНП 3×4 , ПУГНП $3 \times 1,5$ и ПВСн $3 \times 2,5$.

Состав экспериментальной установки: осциллограф вычислительный комбинированный С9-11 [111]; кабели; переходы типа СРГ-50. Между парой соседних проводников кабеля подавался близкий к трапециевидный импульс с параметрами: $t_r=345,6$ пс, $t_f=276$ пс, $t_d=137,8$ пс и $E_0=1,4$ В.

Осциллограммы напряжения при распространении импульса в отрезке ($l=4,8$ м) кабеля ПУГНП 3×4 представлены на рис. 5.17. При этом на пассивном проводнике кабеля был холостой ход. Из рис. 5.17 видно, что исходный импульс раскладывается в конце плоского кабеля активного проводника на два импульса с амплитудами: 182 мВ и 234 мВ. Различие амплитуд вызвано влиянием потерь и рассогласования. На рис. 5.18 представлена осциллограмма напряжения при распространении импульса в отрезке круглого кабеля ПВСн $3 \times 2,5$ ($l=4,8$ м). Из рис. 5.18 видно, что амплитуда импульса в конце активного проводника уменьшилась из-за потерь до 348 мВ, но разложение не произошло.

Результат эксперимента при распространении импульса в двух последовательно соединенных отрезках ($l_1=5$ м и $l_2=10$ м) плоского кабеля ПУГНП $3 \times 1,5$ представлен на рис. 5.19. При этом на пассивном проводнике на концах и на стыке структуры был выполнен холостой ход.

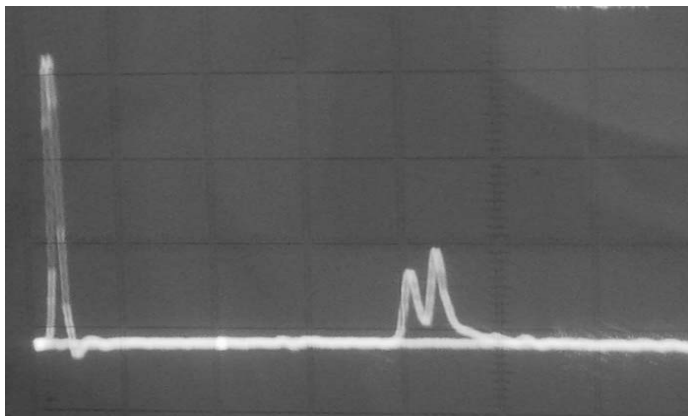


Рис. 5.17. Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (два импульса справа) активного проводника плоского кабеля ПУГНП 3×4

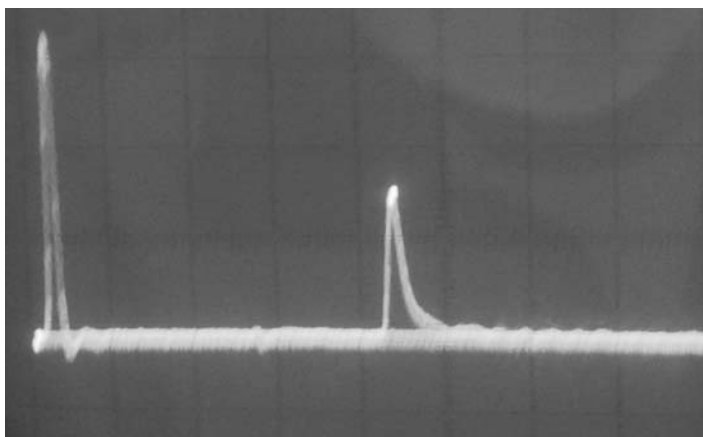


Рис. 5.18. Осциллограммы сигналов в начале (импульс слева) и в конце (импульс справа) круглого кабеля ПВСн 3×2,5

Из рис. 5.19 видно разложение на четыре импульса с амплитудами: 38,5, 61,6, 70, 92,2 мВ. 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.

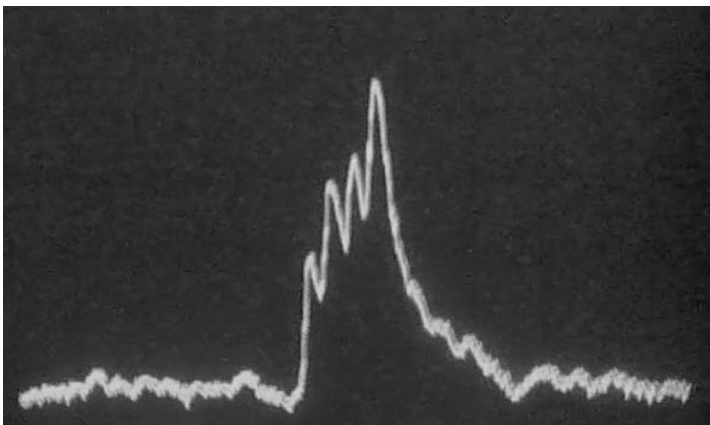


Рис. 5.19. Осциллограмма в конце активного проводника второго отрезка кабеля ПУГНП 3×1,5

Экспериментальные результаты подтверждают компьютерные: в плоских кабелях возможно разложение импульса на несколько импульсов меньшей амплитуды, а в круглых кабелях разложение не происходит.

5.3. Разложение и восстановление импульсного сигнала

В данном разделе на структурах микрополосковых МПЛП и силовых кабелей показана возможность нового явления: разложения и последующего восстановления импульса. Аналитически сформулированы необходимые условия этого явления. Показано, что оно может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах и использоваться в целях электромагнитного терроризма [106, 112, 113].

5.3.1. Микрополосковые линии

В разводке электрических соединений аппаратуры могут быть структуры из n отрезков N -проводной линии. Рассмотрим структуры из двух отрезков связанных микрополосковых линий из 2-, 3-, 4-х проводников. Поперечное сечение структуры для $N=4$ показано на рис. 3.1.

При моделировании отклика (рис. 5.20) 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 (рис. 3.2), где $t_r = t_f = 100$ пс, $t_d = 200$ пс.

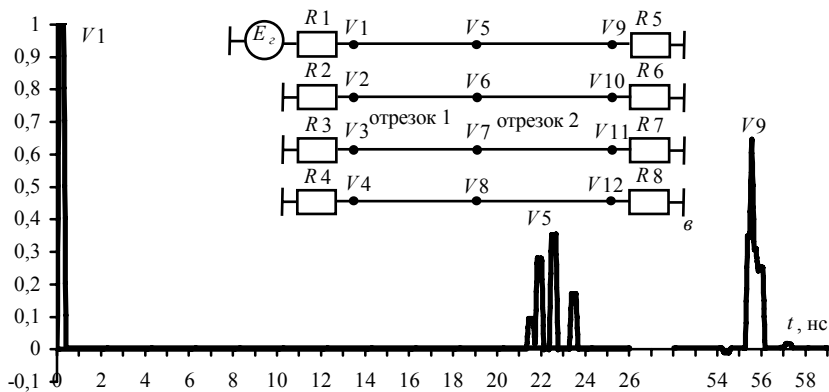
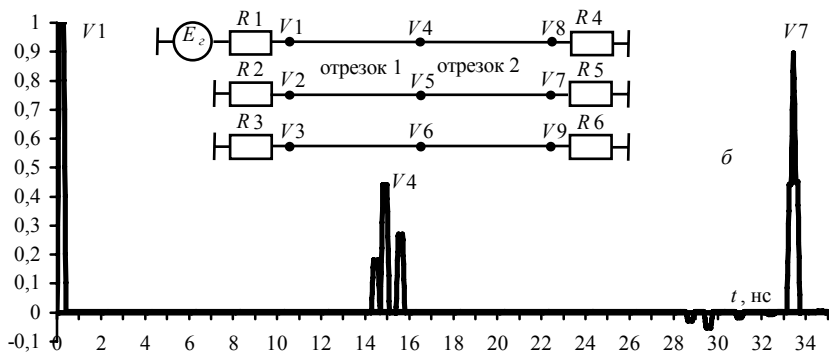
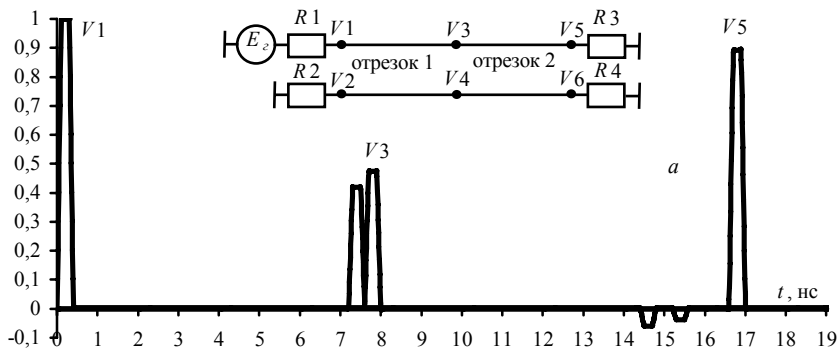


Рис. 5.20. Структура и формы напряжения для $N=2$ (а), 3 (б), 4 (в)

Видно, что исходный импульс может разлагаться на стыке двух отрезков на N импульсов гораздо меньшей амплитуды и восстанавливаться в конце отрезка 2. Если на стыке отрезков включен между сигнальным и общим проводником защитный прибор, закорачивающий цепь при превышении определённого напряжения на нём, то почти в 2 раза большее напряжение в начале структуры 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.

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

$$\sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{ij} = \sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{Nj}, \quad (5.8)$$

где τ_{ij} – погонная задержка i -й моды j -го отрезка. Отметим, что при моделировании (рис. 5.20) длина отрезка 1 выбиралась из условия полного разложения импульса, а длина отрезка 2 подбиралась по наиболее полному восстановлению импульса в конце структуры. Подстановка длин и погонных задержек мод отрезков в условие (5.8) (табл. 5.15) и сопоставление её результатов с рис. 5.20 показывает, что, чем строже выполняется условие (5.8), тем полнее восстанавливается импульс.

Таблица 5.15

Проверка выполнения условия (5.8)

$N=2$ ($l_1=1,5$ м, $l_2=1,5$ м)		$N=3$ ($l_1=3$ м, $l_2=3$ м)			$N=4$ ($l_1=4,5$ м, $l_2=5,45$ м)			
$l_1 \cdot \tau_{11+}$	$l_1 \cdot \tau_{21+}$	$l_1 \cdot \tau_{11+}$	$l_1 \cdot \tau_{21+}$	$l_1 \cdot \tau_{31+}$	$l_1 \cdot \tau_{11+}$	$l_1 \cdot \tau_{21+}$	$l_1 \cdot \tau_{31+}$	$l_1 \cdot \tau_{41+}$
$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_2 \cdot \tau_{42}$
16,67 нс	16,67 нс	33,14 нс	32,22 нс	34,45 нс	56,98 нс	54,16 нс	56,87 нс	54,30 нс

5.3.2. Силовые кабели

Рассмотрим широко применяемые силовые кабели из трех одинаковых изолированных проводов в общей изолирующей оболочке, называемые далее круглым и плоским (рис. 5.21).

В круглом кабеле максимальная разность погонных задержек близка к нулю, а в плоском – может быть существенной (табл. 5.5). Для плоского кабеля выберем два варианта опорного проводника: проводник 2 и про-

водник 3. Вычислены погонные задержки плоского кабеля с реальными размерами для диапазона значений относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r2}=1; 1,25; \dots; 10,75$ оболочки кабеля при изоляции проводников с $\epsilon_{r1}=2$. Результаты вычисления показали, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от ϵ_{r2} меняет знак, проходя через нуль (рис. 5.22).

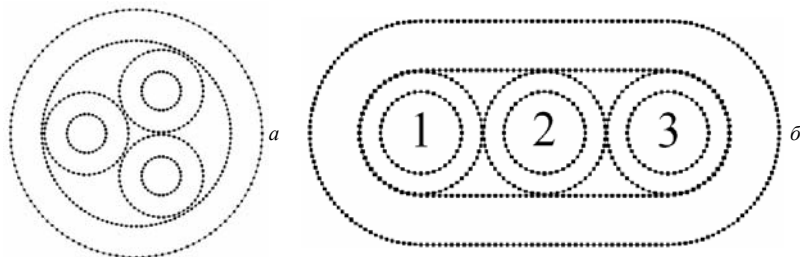


Рис. 5.21. Сечение кабелей: круглого (а), плоского (б)

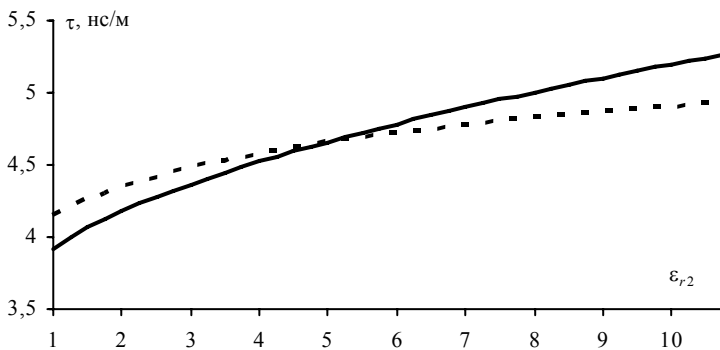


Рис. 5.22. Зависимости погонных задержек мод от ϵ_{r2} : τ_1 (—), τ_2 (---)

Рассмотрим такую же, как на рис. 5.20 а, структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля из рис. 5.21 б. Параметры импульса $t_i=t_f=50$ пс, $t_d=0$ пс. Предположим, что для отрезка 2 $\epsilon_{r2}=3$ (поливинилхлоридный пластикат). Тогда при $\epsilon_{r2}=7$ для отрезка 1 из условий разложения (5.3) и восстановления (5.8) импульса получим $l_1=0,86$ м и $l_2=0,86$ м.

Результаты моделирования отклика для варианта 1 (проводник 2 опорный), когда импульс подается на проводник 1, показаны на рис. 5.23.

Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры – полное восстановление.

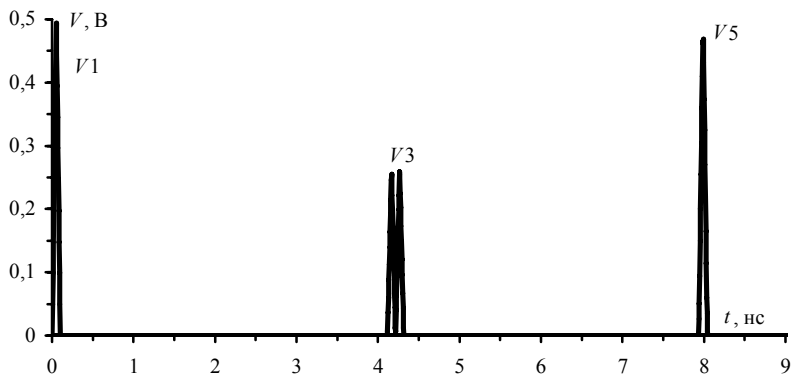


Рис. 5.23. Напряжения на активном проводнике 1 для варианта 1 (проводник 2 опорный)

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рис. 5.24); активен проводник 1 (рис. 5.25). Из рис. 5.24 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рис. 5.25 разложения вовсе не происходит. Из этого следует, что сформулированное аналитическое условие (5.3) является необходимым, но не достаточным для разложения импульса, поскольку оно может зависеть и от воздействия на проводники. Можно полагать, что в подобных структурах амплитуды импульсов разложения зависят и от собственных векторов, соответствующих погонным задержкам мод, а также от согласования на концах и стыках структуры. Оценку амплитуды импульсов можно сделать, как это показано в разделе 5.2.

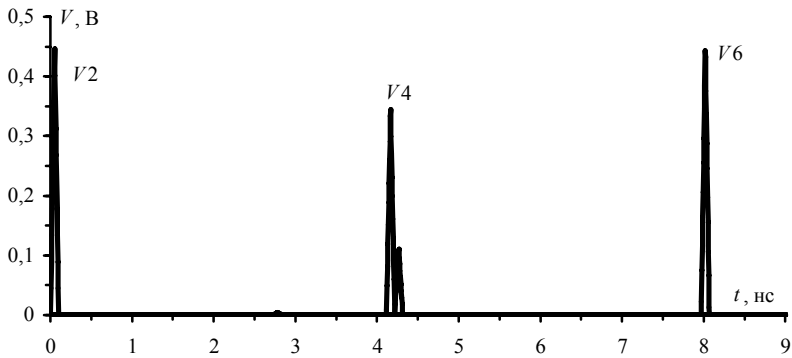


Рис. 5.24. Напряжения на активном проводнике 2 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

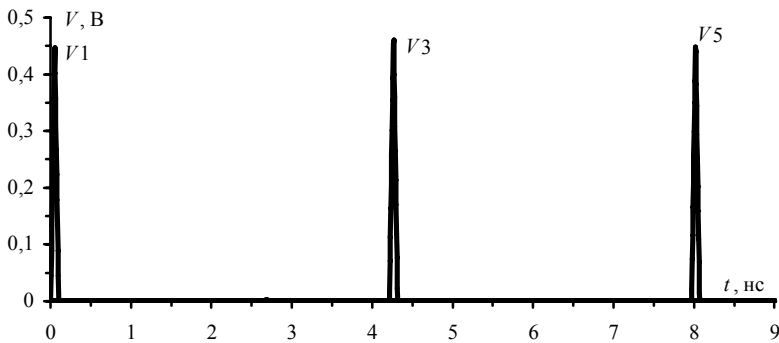


Рис. 5.25. Напряжения на активном проводнике 1 для варианта 2 (проводник 3 опорный)

Таким образом, в структурах из отрезков МПЛП, например микрополосковых линий и силовых кабелей, возможно разложение и восстановление импульса. Это явление может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов на стыке таких отрезков. Оно же может использоваться и в целях электромагнитного терроризма.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Газизов Т.Р.* Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Издательство НТЛ, 2003.
2. *Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И.* Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. – М.: Радио и связь, 1987.
3. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: Томский государственный университет, 2002.
4. *Гизатуллин З.М., Чермошенцев С.Ф.* Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда. – Казань: Изд-во Казан. Гос. техн. ун-та, 2006.
5. *Газизов Т.Р.* Совершенствование межсоединений монтажных плат: Дис. ... канд. техн. наук. Томск: ТУСУР, 1998.
6. *Gu Q. and Kong J.A.* Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 34. № 9. 1986. P. 952–964.
7. *Князев А.Д., Кеичев Л.Н., Петров Б.В.* Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989.
8. *Кузнецов П.И., Стратонович Р.Л.* Распространение электромагнитных волн в многопроводных системах: Сб. статей. – М.: ВЦ АН СССР, 1958.
9. *Газизов Т.Р.* Преднамеренные электромагнитные помехи и авионика. // Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 2. С. 37–51.
10. *Коваленков В.И.* Теория передачи по линиям связи. – М.: Связьиздат, 1937.
11. *Коваленков В.И.* Устанавливающиеся электромагнитные процессы вдоль проводных линий. – М.: Издательство Академии наук СССР, 1945.
12. *Кузнецов П.И., Стратонович Р.Л.* Распространение электромагнитных волн в многопроводных системах: Сб. статей. – М.: Издательство ВЦ АН СССР, 1958.
13. *Kuznetsov P.I. and Stratonovich R.L.* The Propagation of Electromagnetic Waves in Multi-conductor Transmission Lines // New York: Macmillan, 1964; reprinted by Pergamon Press, 1984.
14. *Костенко М.В., Перельман Л.С., Шкарин Ю.П.* Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. – М.: Энергия, 1973.
15. *Захар-Иткин М.Х.* Теорема взаимности и матричные телеграфные уравнения для многопроводных линий передачи // Радиотехника и электроника. 1974. № 11. С. 2338–2348.
16. *Гипсман А.И., Красноперкин В.М., Силин Р.А.* Расчёт многополосковых линий и устройств. – Антенны / Под ред. А.А. Пистолькорса. – М.: Радио и связь. 1986. Вып. 34. С. 52–68.
17. *Кравченко С.И., Бахареv С.И.* Расчёт матрицы рассеяния многопроводных полосковых линий и устройств на их основе // Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая. 1978. Вып. 8. С. 45–53.
18. *Малютин Н.Д.* Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Издательство Томского университета, 1990.
19. *Чуриh Ю.А.* Переходные процессы в линиях связи быстродействующих ЭВМ. – М.: Советское радио, 1975.
20. *Иванов Л.В.* Перекрёстные наводки в системе двух линий. – Вопросы радиоэлектроники. // Электронная вычислительная техника. 1971. № 5. С. 3–20.
21. *Брук Б.И.* Перекрёстные наводки в сигнальных цепях ЭЦВМ. – М: ИТМ и ВТ, 1973.

22. *Вашикидзе Ю.Н.* Машинный анализ межсоединений интегральных и гибридных схем сверхбыстродействующей логики с учётом их взаимного влияния. // Управляющие системы и машины. 1977. № 6(32). С. 112–115.
23. Пикосекундная импульсная техника. / Под редакцией В.Н. Ильющенко. – М.: Энергоатомиздат, 1993.
24. *Чермошнецов С.Ф.* Информационные технологии электромагнитной совместимости электронных средств. – Казань: Издательство Казан. гос. техн. ун-та, 2000.
25. *Коровкин Н.В., Селина Е.Е.* Моделирование волновых процессов в распределенных электромагнитных системах. – С.-Пб.: СПбГТУ, 1992.
26. *Газизов Т.Р.* Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и преднамеренных электромагнитных помех: Дис. ... д-ра техн. наук. – Томск, 2005.
27. *Pipes L.A.* Matrix theory of multiconductor transmission lines // *Phil. Mag.* Vol. 24. № 159. 1937. P. 97–113.
28. *Pipes L.A.* Steady-state analysis of multiconductor transmission lines // *Journal of App. Phys.* 1941. Vol. 12. № 11.
29. *Pipes L.A.* Transient analysis of completely transposed multiconductor transmission lines // *AJEE Transactions.* Vol. 60. 1941. P. 346–350.
30. *Schellkunoff S.A.* Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations // *Bell Syst. Tech. J.* Vol.34. 1955. P. 995–1043.
31. *Atemiya H.* Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // *RCA Review.* June 1967. P. 241–276.
32. *Marx K.D.* Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 21. № 7. 1973. P. 450–457.
33. *Paul C.R.* On uniform multimode transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1973. № 8. P. 556–558.
34. *Paul C.R.* Introduction to Electromagnetic Compatibility. John Wiley. 1992.
35. *Paul C.R.* Analysis of multiconductor transmission lines. John Wiley. 1994.
36. *Chang F-Y.* Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 18. № 9. 1970. P. 616–626.
37. *Frankel S.* Multiconductor transmission line analysis. Artech House. 1977.
38. *Lindell I.V.* On the quasi-TEM modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 29. № 8. 1981. P. 812–817.
39. *Lindell I.V.* Theory of time-domain quasi-TEM modes in inhomogeneous multiconductor lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 35. 1987. № 100. P. 893–897.
40. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F.* Time-domain response of multiconductor transmission lines // *IEEE Proceedings.* Vol. 75. № 6. 1987. P. 743–764.
41. *Olyslager F., Laermans E., Zutter D.D.* Rigorous quasi-TEM analysis of multiconductor transmission lines in bi-isotropic media – Part I: Theoretical analysis for general inhomogeneous media and generalization to bianisotropic media // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 43. № 7. 1995. P. 1409–1415.
42. *Pan G.W., Olson K.S., Gilbert B.K.* Improved algorithmic methods for the prediction of wavefront propagation behavior in multiconductor transmission lines for high frequency digital signal processors // *IEEE Trans. Computer Aided Design.* Vol. 8. № 6. 1989. P. 609–621.
43. *Lei F-T, Pan G-W., Gilbert B.K.* Examination, clarification, and simplification of modal decoupling method for multiconductor transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 43. № 9. 1995. P. 2090–2100.

44. *Gentili G.G., Salazar-Palma M.* The definition and computation of modal characteristic impedance in quasi-TEM coupled transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 43. № 2. 1995. P. 338–343.
45. *Farr E.G., Chan C.H. and Mittra R.* A Frequency–depended coupled mode analysis of multiconductor microstrip lines with application to VLSI interconnection problems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 34. № 2. 1986. P. 307–310.
46. *Wang R., Wing O.* A circuit model of a system of VLSI interconnects for time response computation // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 39. 1991. № 4. P. 688–693.
47. *Carin L., Webb K.J.* Isolation effects in single– and dual plane VLSI interconnects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 38. № 4. 1990. P. 396–404.
48. *Matthei G.L., Shu J.C.-H., and Long S.I.* Simplified calculation of wave–coupling between lines in high–speed integrated circuits // IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. 37. № 10. 1990. P. 1201–1208.
49. *Schutt-Aine J.E. and Mittra R.* Nonlinear transient analysis of coupled transmission lines // IEEE Trans. Circuits and Systems. Vol. 36. 1989. № 7. P. 959–967.
50. *Echigo H., Sato R.* Calculation of transient response in logic circuits connected with coupled line // Int. Symp. Electromagn. Compat., Nagoya. 1989. Vol. 1. P. 410–415.
51. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K., and Harrington R.F.* Analysis of lossy transmission lines with arbitrary nonlinear terminal networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 34. 1986. № 6. P. 660–665.
52. *Lin S., Kuh E.S.* Transient simulation of lossy interconnects based on the recursive convolution formulation // IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39. № 11. 1992. P. 879–892.
53. *Maio I., Pignary S. and Canavero F.* Efficient transient analysis of nonlinearly loaded low–loss multiconductor interconnects // International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Vol. 5. 1994. № 1. P. 7–17.
54. *Palusinski O.A., Lee A.* Analysis of transients in nonuniform multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 37. 1989. № 1. P. 127–138.
55. *Mehalic M.A. and Mittra R.* Investigation of tapered multiple microstrip lines for VLSI circuits // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 38. 1990. № 11. P. 1559–1567.
56. *Dhaene T., Martens L., Zutter D.* Transient simulation of arbitrary nonuniform interconnection structures characterized by scattering parameters // IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39. № 11. 1992. P. 928–937.
57. *Tripathi V.K., Orhanovic N.* Time–domain characterization and analysis of dispersive dissipative interconnects // IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39. № 11. 1992. P. 938–945.
58. *Chang F.-Y.* Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters – Part I: Waveform relaxation analysis // IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39. № 8. 1992. P. 585–603.
59. *Chang F.-Y.* Transient simulation of nonuniform coupled lossy transmission lines characterized with frequency-dependent parameters – Part II: Discrete–Time analysis // IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39. № 11. 1992. P. 907–927.
60. *Haase H., Steinmetz T., Nitsch J.* New propagation models for electromagnetic waves along uniform and nonuniform cables // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. Vol. 46. № 3. 2004. P. 345–352.
61. *Gu Q. and Kong J.A.* Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 340. №9. 1986. P. 952–964.

62. *Pan G.W., Olson K.S., and Gilbert B.K.* Frequency-domain solution for coupled striplines with crossing strips // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 39. № 6. 1991. P. 1013–1017.
63. *Agrawal A.K., Fowles H.M., Scot L.D. and Gurbahani S.H.* Application of modal analysis to the transient response of multiconductor transmission lines with branches // *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* Vol. 21. 1979. № 3. P. 256–262.
64. *Razban T.* Transient analysis of partially coupled lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 35. 1987. № 5. P. 530–533.
65. *Tesche F.M. and Liu T.K.* Application of multiconductor transmission line network analysis to internal interaction problems // *Electromagnetics.* Vol. 6. № 1. 1986. P. 1–20.
66. *Liao H. and Dai W.W.–M.* Wave spreading evaluation of interconnect systems // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 43. № 10. 1995. P. 2486–2491.
67. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K.,* Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 35. № 10. 1987. P. 898–907
68. *Winkelstein D., Pomerleau R. and Steer M.* Transient simulation of complex, lossy, multiport transmission line networks with nonlinear digital device termination using a circuit simulator // *Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON 89.* Vol. 3. 1989. P. 1239–1244.
69. *Poltz J.* Optimizing VLSI interconnect model for SPICE simulation // *International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing.* Vol.5. 1994. № 1. P. 87–94.
70. *Bracken J.E., Raghavan V., Rohrer R.A.* Interconnect simulation with asymptotic waveform evaluation (AWE) // *IEEE Trans. Circuits Syst.–I: Fundamental Theory and Applications.* Vol. 39. № 11. 1992. P. 869–878.
71. *Celik M. and Cangellaris A.* Simulation of dispersive multiconductor transmission lines by Pade approximation via the Lanczos process // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 44. № 11. 1996. P. 2525–2535.
72. *Nakhla M.S.* Analysis of pulse propagation on high-speed VLSI chips // *IEEE Journal of solid-state circuits.* Vol. 25. April 1990. P. 490–494.
73. *Griffith J.R. and Nakhla M.S.* Time-domain analysis of lossy coupled transmission lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. 38. 1990. № 11. P. 1480–1487.
74. *Achar R., Nakhla M.S.* Simulation of high-speed interconnects // *Proceedings of the IEEE.* Vol. 89. № 5. 2001. P. 693–728.
75. *Griffith R., Chiprout E., Zhang Q., Nakhla M.* A CAD framework for simulation and optimization of high-speed VLSI interconnections // *IEEE Trans. Circuits Syst.-I: Fundamental Theory and Applications.* Vol. 39. № 11. 1992. P. 893–906.
76. *Zhang Q.-J., Nakhla M.S.* Statistical simulation and optimization of high-speed VLSI interconnects // *International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing.* Vol. 5. 1994. № 1. P. 95–105.
77. *Леонтьев Н.А.* Анализ временного отклика в межсоединениях быстродействующих радиоэлектронных схем: Дис. ... канд. тех. наук. – Томск: ТУСУР, 2000.
78. *Джонсон Г., Грэхем М.* Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии // Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2005.
79. *Djordjevic A.R., Radivoje M.B., Vladana D.L., Sarkar T.K.* Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality // *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.* Vol. 43. № 4. 2001. P. 662–667.
80. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8376 от 24.05.2007 г. «Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT» (Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Костарев И.С.), зарегистрированной в Отраслевом фонде алгоритмов и про-

- грамм Госкоорцентра Минобрнауки РФ с присвоением номера государственной регистрации - рег. номер ВНИИЦ 50200701103.
81. *Vlah I., Sinxhal K.* Машинные методы анализ и проектирования электронных схем / Под ред. А.А. Туркина. – Москва «Радио и связь», 1988.
 82. *Wu R.-B.i, Chao F.-L.* Laddering Wave in Serpentine Delay Line // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology-part B. Vol. 18. №4. 1995. P. 644–650.
 83. *Заболоцкий А.М.* Моделирование прямых перекрестных помех в многопроводной микрополосковой линии при воздействии нескольких источников сигнала. Материалы всероссийской научно-технической конференции студентов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2004». Томск. 18–20 мая 2004 г. Том 1. С. 101–105.
 84. *Ковалькова К.В., Заболоцкий А.М.* Исследование искажений импульсных сигналов в сложных межсоединениях помехозащищённой теплопроводной монтажной платы // Материалы научно-технической конференции студентов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2005». Томск. 26–28 апреля 2005 г. С. 115–118.
 85. *Кузнецова-Таджибаева О.М.* Искажения импульсных сигналов в одиночных и связанных полосковых линиях помехозащищённых теплопроводных монтажных плат. Дисс. ... канд. тех. наук. Томск. 2005.
 86. *Broyde F., Clavelier E.* A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections // IEEE Transactions on circuits and systems. Vol. 52. № 2. 2005. P. 405–416.
 87. *Canavero F.* SI and EMC at board level: modeling // Workshop on EMC and Signal Integrity for Electronic Design, Turin, Italy, December 15–16, 2005. www.aunp-emctraining.polito.it/events/dissday.asp.
 88. *Djordjevic A.R., Harrington R.F., Sarkar T.K., Bazdar M.B.* Matrix parameters for multi-conductor transmission lines // Dedham, – MA.: Artech House, 1989.
 89. *Газизов Т.Р., Кузнецова-Таджибаева О.М., Заболоцкий А.М.* Уменьшение дальней перекрестной помехи в печатных платах нанесением лака // Технические ЭМС. 2006. № 4. С. 36–39.
 90. *Гефле О.С., Лебедев С.М., Похолоков Ю.П.* Частотные спектры комплексной диэлектрической проницаемости композиционных диэлектриков на основе поливинилхлорида. – Томск: Известия Томского политехнического университета. 2007. С. 87–91.
 91. Разработка технической документации прибора для прямого видеонаблюдения состояния элементов эксплуатационных и фильтровых колонн нагнетательных и контрольных скважин полигона подземного захоронения ЖРО СХК // Отчет по НИР. ХД № 20-05. ТУСУР. Томск. 2005.
 92. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc2g126.pdf>.
 93. *Rubin B., Singh B.* Study of meander line delay in circuit boards // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. Vol. 48. 2000. № 9. P. 1452–1460.
 94. *Ramahi O., Archambeault B.* Full-wave analysis of delay lines // Proc. of EMC Zurich. 2001. P. 537–539.
 95. *Bhobe A., Holloway C., Picket-May M.* Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM // Int. Symp. on EMC. 2001. P. 805–810.
 96. *Archambeault B., Roden A., Ramahi O.* Using PEEC and FDTD to Solve the Challenge Delay Line Problem // IEEE EMC Symposium, Montreal, Canada. August 13–16. 2001.
 97. *Sudo T., et al.* Experimental Characterization and Numerical Modeling Approach of Meander Delay Lines // IEEE Int. EMC Symp. Minneapolis. August 2002. P. 711–715.
 98. *Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М.* Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях // Инфокоммуникационные технологии. 2006. Том 4. №3. С. 34–38.

99. *Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.* Исследование искажений импульсного сигнала в меандровых линиях печатных плат // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2007. №3.
100. *Дж. Барнс* Электронное конструирование: методы борьбы с помехами // Под ред. Б. Н. Файзулаева. – Москва: Изд-во Мир, 1990.
101. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320dm642.pdf>
102. <http://download.micron.com/pdf/datasheets/dram/sdram/128MbSDRAMx32.pdf>.
103. *Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М.* Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи // Материалы 6-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности". Томск. 2–4 июня 2004. С. 125–128.
104. *Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Кузнецова-Таджибаева О.М.* Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением // Электромагнитные волны и электронные системы. №11. 2004. С. 18–22.
105. *Заболоцкий А.М., Горин Е.Н., Бевзенко И.Г., Газизов Т.Р.* Вычисление максимальной разности погонных задержек мод в кабелях ТРП-3×0,5 и RG-12 для контроля модальных явлений // Материалы 9-й всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности". г. Томск. 12–14 февраля 2007. С. 125–128.
106. *Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Bova A.G., Radasky W.A.* Dangerous pulse excitation of coupled lines. Proc. of the 17-th Int. Zurich Symp. on EMC. Singapore. February 27–March 3. 2006. P. 164–167.
107. *You H., Soma M.* Crosstalk Analysis of Interconnection Lines and Packages in High-Speed Integrated Circuits // IEEE Trans. on Circuits and Systems. № 8. 1990. P. 1019–1026.
108. *Deitsch A. et al.* Frequency-dependent losses on high-performance interconnections // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Special issue on recent advances in EMC of printed circuit boards. Vol. 43. № 4. 2001. P. 446–465.
109. *Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М.* Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. №4. С. 40–44.
110. *Gazizov T.R., Zabolotsky A.M.* New approach to EMC protection. Proc. of the 18-th Int. Zurich Symp. on EMC. Munich. Germany. September 24–28. 2007. P. 273–276.
111. Осциллограф вычислительный комбинированный С9-11. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. 2007.
112. *Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.* Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи // Материалы Седьмой Всероссийской научно-практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности". Томск. 16–18 февраля 2005. С. 61–64.
113. *Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.* Разложение и восстановление импульса в линиях передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. №11. С. 4–7.