

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники  
(ТУСУР)

Т.Р. Газизов

**Электромагнитная совместимость  
и безопасность  
радиоэлектронной аппаратуры**

Рекомендовано УМО  
по образованию в области сервиса и туризма  
в качестве учебного пособия  
для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по специальностям сервиса

**Томск  
2007**

**УДК 621.391.825:621.396.6**  
**ББК 32.841-017**  
**Г 137**

*Учебное пособие подготовлено  
и издано за счет средств  
национального проекта «Образование»*

**Газизов Т.Р.**

**Г 137** Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие. – Томск: «ТМЛ-Пресс», 2007. – 256 с.

ISBN 5-91302-018-9

Кратко рассмотрены общие вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС): стандартизация, нелинейные эффекты, неидеальное поведение компонентов, заземление, экранирование, фильтрация, помехи по цепям земля-питание, электростатический разряд. Рассмотрены основные причины искажений электрических сигналов в межсоединениях и способы их уменьшения по результатам экспериментального и компьютерного моделирования, проанализированы отрезки одиночных, связанных и многопроводных линий, а также последовательно соединённые отрезки связанных линий, показаны возможности уменьшения искажений в таких структурах за счёт выбора параметров диэлектрического заполнения линий. Кратко рассмотрены история и актуальность проблемы преднамеренных электромагнитных помех (электромагнитного терроризма), обобщены и систематизированы некоторые важные известные и новые данные по разным аспектам этой проблемы, представлены результаты работ автора (сгруппированные в разделы: методология, контроль паразитных эффектов, компьютерное моделирование), которые могут оказаться полезными для решения указанной проблемы.

Для студентов вузов радиотехнических специальностей.

**УДК 621.391.825:621.396.6**  
**ББК 32.841-017**

Рецензенты: *В.М. Артюшенко* – докт. техн. наук, проф., зав. кафедрой «Информационные системы» Московского государственного университета сервиса;  
*А.Н. Селяев* – докт. техн. наук, проф. кафедры «Промышленная электроника» ТУСУР;  
*Г.Д. Казанцев* – канд. техн. наук, доцент кафедры «Телевидение и управление» ТУСУР.

ISBN 5-91302-018-9

© Т.Р. Газизов, 2007

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ .....	5
1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭМС .....	9
1.1. Введение в ЭМС .....	9
1.1.1. Что такое электромагнитная совместимость? .....	9
1.1.2. Потребность в учебном курсе по ЭМС .....	9
1.1.3. Примеры электромагнитных помех .....	12
1.2. Аспекты и разделы ЭМС .....	13
1.3. Стандартизация в области ЭМС.....	18
1.3.1. Международные организации.....	18
1.3.2. Требования по ЭМС.....	20
1.3.3. Стандарты на излучаемые и кондуктивные эмиссии .....	21
1.3.4. Измерения на соответствие стандартам.....	25
1.4. Нелинейные эффекты и ЭМС РЭС .....	30
1.4.1. Причины обострения проблемы ЭМС РЭС .....	30
1.4.2. Аналитическое определение эффектов нелинейного преобразования сигналов при тестовых воздействиях .....	32
1.4.3. Способы обеспечения ЭМС РЭС.....	38
1.5. Неидеальное поведение компонентов .....	39
1.5.1. Резисторы .....	40
1.5.2. Конденсаторы .....	42
1.5.3. Индуктивности .....	46
1.5.4. Механические контакты .....	48
1.6. Заземление .....	51
1.6.1. Связь через общий импеданс земли .....	52
1.6.2. Влияние индуктивности проводника земли .....	54
1.6.3. Системы заземления .....	57
1.6.4. Паразитные контуры заземления.....	60
1.7. Экранирование .....	62
1.7.1. Ближняя и дальняя зоны.....	62
1.7.2. Экранирование металлической пластиной .....	63
1.7.3. Экранирование магнитного поля.....	64
1.7.4. Экранирование электрического поля .....	68
1.7.5. Коэффициент экранирования коаксиальных кабелей.....	68
1.7.6. Подсоединение экрана коаксиального кабеля.....	69
1.7.7. Витая пара .....	70
1.7.8. Экранирующие прокладки .....	74
1.8. Фильтрация .....	80
1.8.1. Синфазный и противофазный токи .....	82
1.8.2. Синфазный дроссель.....	83
1.8.3. Фильтр сетевого питания .....	84
1.8.4. Использование ферритов с потерями .....	87
1.9. Помехи по цепям земля-питание .....	91
1.10. Электростатический разряд.....	95

2. УМЕНЬШЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В МЕЖСОЕДИНЕНИЯХ .....	101
2.1. Суть проблемы и её актуальность .....	101
2.2. Основные причины искажений сигналов в межсоединениях и способы их уменьшения .....	106
2.3. Уменьшение искажений по результатам экспериментального моделирования .....	111
2.3.1. Помехозащищённая теплопроводная монтажная плата и качественная оценка её возможностей .....	115
2.3.2. Макетирование межсоединений .....	119
2.3.3. Распространение импульсных сигналов в одиночных линиях .....	124
2.3.4. Перекрёстные помехи в парах связанных линий .....	125
2.4. Уменьшение искажений по результатам теоретического моделирования .....	127
2.4.1. Уменьшение искажений по результатам оценки погонных параметров линий .....	131
2.4.2. Уменьшение искажений в структурах одиночных линий .....	148
2.4.3. Уменьшение дальней перекрёстной помехи в последовательно соединённых отрезках связанных линий .....	153
2.4.4. Уменьшение искажений в отрезке многопроводной линии .....	175
3. ОБЗОР ПРОБЛЕМЫ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ .....	188
3.1. История и актуальность .....	188
3.2. Источники .....	192
3.3. Уязвимость .....	194
3.4. Ослабление или усиление .....	200
3.5. Пути решения проблемы .....	205
3.6. Оценка возможных угроз авионике .....	211
4. ЗАЩИТА ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ .....	212
4.1. Методология .....	212
4.2. Контроль паразитных эффектов .....	218
4.2.1. Сосредоточенные компоненты .....	219
4.2.2. Печатные платы .....	221
4.2.3. Протяжённые межсоединения .....	222
4.3. Компьютерное моделирование: оптимизация генетическими алгоритмами .....	235
4.3.1. Параметрическая оптимизация .....	236
4.3.2. Структурная оптимизация .....	238
4.3.3. Структурно-параметрическая оптимизация .....	241
ЛИТЕРАТУРА .....	244

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) всё больше используется в самых различных сферах инфраструктуры современного общества. Увеличение количества РЭА, часто работающей в ограниченном пространстве, приводит к увеличению плотности РЭА. Неуклонный рост производительности РЭА во многом обеспечивается за счёт роста верхней частоты спектра её сигналов.

Эти тенденции стали всё чаще приводить к нарушению работы РЭА из-за взаимных электромагнитных помех, что сделало необходимым обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС), способности удовлетворительно работать и не мешать работе других в заданной электромагнитной обстановке. Отметим, что «Обеспечение ЭМС» стало целым направлением в современной радиоэлектронике.

Литература по ЭМС представлена книгами, журналами, трудами симпозиумов и различными бюллетенями. Пожалуй, самым обширным в мире является двенадцатитомное американское издание по ЭМС 1995 г. общим объёмом около 6800 страниц. Книга Пауля [1], изданная в 1992 г., стала самым популярным зарубежным учебником по ЭМС. Предметом многочисленных ссылок стала книга 1997 г. очень известных в ЭМС-сообществе учёных: Теше, Яноза и Карлсона [2]. Известной отечественной книгой, которую используют в России в качестве учебника по ЭМС, стала книга Князева, Кечиева и Петрова [3]. Очень доступное и наглядное толкование широкого ряда проблем ЭМС содержится в популярной переводной книге Отта [4]. Много весьма полезных практических рекомендаций по самым различным вопросам ЭМС приведено в книге Барнса [5]. Отечественным специалистам известны книги Волина, например [6]. Весьма полезен для знакомства с отечественными нормами и стандартами на ЭМС справочник Бадалова и Михайлова [7].

Отметим, что существенный вклад в ЭМС сделан и учёными ТУСУРа. Основоположителем исследований по ЭМС в ТУСУРе стал Базенков [8]. Появилась добротная книга Тихомирова и Ефанова [9]. Свой вклад в ЭМС удалось сделать и автору [10, 11].

Должно отметить, что изложенные в книгах материалы, как правило, отличаются широтой охвата, высоким качеством, детальностью и ясностью изложения. Но поскольку подготовка книги занимает, как правило, несколько лет, эти материалы успевают устареть. Поэтому, чтобы быть в курсе результатов свежих исследований по ЭМС высокого качества, необходимо читать журналы по ЭМС. Самым известным и высококачественным международным научным журналом по ЭМС является

«IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility». Более практической направленностью отличается журнал «EMC Technology». Несколько лет назад стал издаваться отечественный журнал «Технологии ЭМС», включённый недавно в перечень ВАК.

Результаты самых свежих исследований по самому широкому кругу вопросов ЭМС публикуются в виде докладов объемом 4–6 страниц в Трудях международных симпозиумов по ЭМС, которые выпускались в виде толстых томов, а сейчас выходят на компакт-дисках. Самым авторитетным симпозиумом, отличающимся очень высококачественными докладами, является Цюрихский международный симпозиум по ЭМС, проходящий по нечётным годам. По чётным годам проходит старейший Вроцлавский международный симпозиум по ЭМС. Общество ЭМС IEEE ежегодно проводит свой очень большой симпозиум. Известен международный симпозиум по ЭМС, проходящий в различных городах Японии. Недавно сформировался Европейский Симпозиум по ЭМС, проходящий в различных городах Европы.

Наконец, существуют различные бюллетени и выпуски по ЭМС, регулярно издаваемые различными организациями и фирмами, в том числе с рекламными целями. Примерами являются Compliance Engineering фирмы Canon, солидный ежегодник Interference Technology, буклет EMC World фирмы Schaffner, одной из ведущих в мире по ЭМС.

Как построить учебное пособие, чтобы охватить весь спектр вопросов по ЭМС, касающихся РЭА различных структурных уровней, причём непрерывно совершенствующейся? Как отразить в этом пособии особо актуальные и новые разделы в ЭМС? В решении этих вопросов автор столкнулся с большими трудностями, поскольку имеющийся у него материал по известным и самым свежим достижениям по ЭМС огромен по объёму и большей частью на английском языке. Поэтому перевод, осмысление, изложение и подготовка даже части этого материала оказались весьма трудоёмкими.

Автор решил построить пособие из четырех глав. Первая посвящена общим вопросам ЭМС в их традиционной, но очень краткой постановке и написана, используя, в основном, материалы упоминавшихся книг Отта, Барнса, Пауля, Базенкова, а также материалы книги Князева, Кечиева и Петрова.

Вторая глава посвящена одной из самых актуальных в ЭМС проблем уменьшения искажений при передаче высокочастотных сигналов, кратко называемой проблемой целостности сигналов (signal integrity problem). Она особенно обостряется с ростом электрической длины и плотности

монтажа межконтактных электрических соединений, или межсоединений (interconnects), как правило, разветвлённых и произвольно ориентированных. При распространении в таких межсоединениях сигналы задерживаются по времени, отражаются от неоднородностей, затухают из-за потерь, испытывают влияние соседних межсоединений. Сложность учёта этих явлений состоит в том, что он требует анализа схем, состоящих не только из цепей с сосредоточенными параметрами, но и цепей с распределёнными параметрами, а при самом строгом подходе требуется сложный электродинамический анализ. На пути практической реализации уменьшения искажений сигналов в межсоединениях часто стоят физические и технологические ограничения. Поэтому именно проблема целостности сигнала становится одной из главных преград дальнейшему совершенствованию РЭА. Таким образом, знакомство со второй частью книги позволит прикоснуться к переднему краю исследований, хотя бы по одной из проблем ЭМС, но весьма важной и актуальной. Эта часть книги написана по материалам одной из глав докторской диссертации автора, но в очень доступной форме.

Третья и четвертая главы посвящены весьма актуальной в ЭМС проблеме уменьшения преднамеренных электромагнитных помех (ПЭМП), в дословном переводе с англоязычного термина intentional electromagnetic interference (IEMI), под которыми понимают преднамеренное оказание мощного электромагнитного воздействия на электронные и электрические системы, нарушающего их функционирование. (ПЭМП, создаваемые в террористических целях, иногда называют электромагнитным терроризмом.) Предпосылками возникновения этой угрозы стали, с одной стороны, достижения в создании мощных источников электромагнитного поля, а с другой – неуклонное уменьшение уровней сигналов электронных систем. Всё более широкое внедрение электронных систем в жизнь общества, приведшее к сильной зависимости от них, а также доступность устройств для создания помех сделали эту угрозу реальностью. Проблема ПЭМП является самой новой в ЭМС, и поэтому она ещё далека от своего решения. Поэтому в третьей главе сделан обзор этой проблемы, а в четвертой представлен вклад автора в её решение.

Отметим, что многие вопросы в третьей главе рассмотрены очень кратко, лишь со ссылками на соответствующие работы. Однако многие из этих работ есть в коллективной монографии под редакцией автора «Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий», прочтение которой рекомендуется при изучении дисциплины «Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры». Весьма полезным

для освоения дисциплины также представляется знакомство с монографией автора «Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях».

Автор далёк от того, чтобы быть довольным этой книгой, и непременно будет работать над её совершенствованием в следующих изданиях. Поэтому любые замечания читателей по её содержанию и пожелания для её улучшения будут восприняты автором с большой благодарностью. Их можно направить по адресу [talgat@tu.tusur.ru](mailto:talgat@tu.tusur.ru).

Автор глубоко благодарен всем, кто способствовал появлению книги.

*Октябрь 2007 г.*

*Т.Р. Газизов*

# 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭМС

## 1.1. Введение в ЭМС

### 1.1.1. Что такое электромагнитная совместимость?

В самом кратком определении электромагнитная совместимость – это способность удовлетворительно функционировать и не мешать работе других в данной электромагнитной обстановке. Однако это определение надо детализировать.

Прежде всего, не совсем ясно, к чьей способности относится это определение. Отметим, что Программный комитет старейшего в Европе Вроцлавского симпозиума по ЭМС трактует это определение в самом широком смысле, т.е. как способность прибора (например, полупроводникового), устройства (например, усилителя), системы (например, радиолокационной, в т.ч. и живой, например, вместе с её оператором). Отсюда следует весьма широкий охват структурных уровней, рассматриваемых электромагнитной совместимостью.

Из определения следует, что система электромагнитно совместима, если она:

- не создаёт помех другим системам;
- не воспринимает помехи от других систем;
- не создаёт помех себе.

### 1.1.2. Потребность в учебном курсе по ЭМС

В начале 90-х гг. в ведущих технических университетах мира начался процесс постановки учебных курсов по электромагнитной совместимости. Рассмотрим кратко то, как обосновывалась потребность в учебном курсе по ЭМС, например, в университетах США.

В начале 80-х гг. Федеральная Комиссия Связи (FCC) США опубликовала в части 15 подчасти J её Правил и Нормативов требование, которое возымело и будет продолжать иметь значительное влияние на всю радиоэлектронику вообще и электронную промышленность в частности. FCC имеет авторитет в области систем радио- и проводной связи в США. В частности, FCC имеет право контролировать помехи от этих систем или им. При всё большем распространении компьютеров и других цифровых устройств FCC осознала, что необходимы определённые ограничения на электромагнитные излучения от этих устройств для того, чтобы минимизировать возможность помех между ними и устройствами радио- и проводной связи. С многочисленными примерами таких помех стали сталки-

ваться с возрастающей регулярностью. Это привело к изданию вышеуказанного норматива, который возымел силу закона. Он, по существу, устанавливает ограничения на излучаемые и кондуктивные эмиссии от *цифрового устройства*. FCC определяет цифровое устройство как "любой электронный прибор или систему, который генерирует и использует временные импульсы со скоростью 9000 импульсов в секунду и использует цифровые методы...". Этот норматив применим к любому электронному устройству, которое имеет цифровую схемотехнику и использует тактовый сигнал выше 9 кГц. Сюда относятся, например, электронные пишущие машинки, калькуляторы, кассовые аппараты, принтеры, модемы, и т.д., а также персональные компьютеры. FCC далее подразделяет этот норматив на Класс А (промышленная среда) и Класс В (бытовая среда). Нормативы Класса В приблизительно на 10 дБ более строгие, чем нормативы Класса А. В США является *незаконным* маркетинг "вычислительного устройства", пока излучаемые и кондуктивные помехи не измерены и не установлено, что они не превышают пределов этого норматива. FCC рассматривает *маркетинг* как перевозку, продажу, предложение к продаже, импорт и т.д. При преднамеренном нарушении этих нормативов могут налагаться штрафы и/или тюремные сроки заключения. Компании-производители очень беспокоятся о последствиях таких нарушений, так как они являются разрушительной рекламой, следующей из малейшего нарушения. Они также беспокоятся о финансовом ударе из-за потенциального возврата устройства, если какие-либо изделия, случайно отобранные FCC для тестирования, превышают ограничения. Поэтому недостаточно сконструировать один образец, который соответствует нормативам, им должны соответствовать все продаваемые устройства. Поэтому разработчик цифровых устройств, дополнительно к обычным принципам функционального проектирования, должен учиться использовать принципы ЭМС в процессе своего проектирования, так чтобы изделие было нечувствительно к изменениям производства, таким как замена поставщиков комплектующих, которые могут привести к несоответствию изделия нормативам.

Фактически, можно смело сказать, что сегодня любое цифровое устройство, которое сконструировано без учёта принципов ЭМС, *вероятно, не пройдёт контроль на соответствие ограничениям FCC.*

Будущие разработчики цифровой техники, которых мы обучаем по учебным планам радиотехнических специальностей, не могут позволить себе оставаться игнорирующими это, пока они не столкнутся с этой проблемой на рабочем месте. Раз изделие сконструировано, проверено на

соответствие и найдено превышающим эти ограничения, то его модификация для соответствия почти обязательно увеличит его себестоимость, которая превысит требуемую для целей обеспечения его функционирования. И чем на более позднем этапе проектирования делаются затраты на обеспечение ЭМС, тем резче рост этих затрат (рис. 1.1).



Рис. 1.1. Резкий рост затрат на ЭМС на более поздних этапах проекта

Кроме того, корректная диагностика проблемы обычно вызывает задержку рабочего графика. Оба этих пункта – себестоимость и график – являются важными факторами успеха изделия на рынке. При жесткой конкуренции, компании не могут сегодня позволить себе затрат на ЭМС, которые не были бы необходимы, если бы разработчик знал определённые принципы проектирования с учётом ЭМС. Компании начинают осознавать, что ранний и регулярный учёт ЭМС в конструкции изделия минимизирует себестоимость и задержки графика, которые стали бы необходимыми в случае игнорирования ЭМС. Следовательно, ЭМС стала важным фактором в конкурентоспособности компаний, и они рассматривают её как важную часть базовой подготовки инженера.

Представляется, что указанное выше касается и России, и имеет место должное понимание этого. Так, например, на радиотехническом факультете ТУСУРа самый первый курс по ЭМС поставлен на специальности «радиотехника» профессором Коваленко Е.С. ещё в начале 90-х, т.е. когда этот процесс только начался в ведущих технических университетах мира. Сейчас же ЭМС обучают на большинстве специальностей факультета.

Ряд же недавних фактов делает значимость ЭМС ещё более важной. Введение в силу в 2003 г. Федерального закона "О техническом регулировании" и принятие в соответствии с указанным законом Технического регламента по электромагнитной совместимости ведут к расширению сферы обеспечения ЭМС и установлению обязательных требований ЭМС для электротехнических, электронных и радиоэлектронных изделий всех

назначений и видов. В этих условиях отечественные организации и предприятия - разработчики и изготовители электротехнических, электронных и радиоэлектронных изделий должны будут выполнять требования современных стандартов ЭМС при конструировании, изготовлении и испытаниях технических средств. В противном случае эти изделия не пройдут процедуру подтверждения соответствия требованиям ЭМС и будут неконкурентоспособны в условиях присоединения России к Всемирной торговой организации и усиления конкуренции с зарубежными фирмами.

### **1.1.3. Примеры электромагнитных помех**

Известно много примеров электромагнитных помех, простирающихся от безобидных до катастрофических. Не будем говорить о грустном, а приведем лишь некоторые простые примеры.

Наверное, самым известным примером является появление линий на экране телевизора при включении миксера, пылесоса или другой бытовой техники с электродвигателем постоянного тока. Эта проблема возникает из-за искрения щёток двигателя. При замыкании и размыкании контактов щётки ток в обмотках двигателя прерывается, создавая на контактах высокое напряжение ( $Ldi/dt$ ), приводящее к пробоем промежутка между контактами. В результате имеет место весьма богатое по составу спектра искрение. Помеха создаётся из-за непосредственного излучения этого сигнала к антенне телевизора и из-за прохождения этого сигнала по проводам сетевого питания прибора, излучение которых влияет на антенну.

Изготовитель офисного оборудования поместил опытный образец своего нового копирующего аппарата в своём главном здании. Служащий заметил, что, когда кто-либо делает копии, настенные электронные часы иногда сбрасываются или показывают нечто странное. Оказалось, что проблема возникает из-за тиристоров в источнике питания копира. Они открывались и запирались для получения из переменного напряжения регулируемого постоянного. Из-за резкого прерывания тока получался сигнал с богатым спектром, который через кабель сетевого питания копира проникал во всю сеть питания, к которой были подключены и часы. А поскольку эти офисные часы сбрасывались и синхронизировались посредством модулированного сигнала, налагаемого на сетевое питание, то помеха от тиристоров воспринималась часами как управляющий сигнал.

А вот пример помех из работы ТУСУРа. В 80-х гг. в корпусе ФЭТ проверялась работа новой системы обработки данных из очень слабых сигналов. Контроль сигналов осциллографом сбивался с временными интервалами в доли секунды, и причина этого была непонятна. Присут-

ствовавший специалист обратил внимание, что значения временных интервалов напоминают азбуку Морзе. Тогда руководитель проекта сразу вспомнил о коротковолновиках-любителях в студенческом общежитии на Южной. Телефонный звонок к ним прояснил то, что они в данный момент находились в эфире и работали телеграфным ключом. Когда их попросили приостановить работу, помехи прекратились. Похоже, в аппаратуру проникали сигналы, наведённые коротковолновой антенной в сети питания 220 В.

## 1.2. Аспекты и разделы ЭМС

У ЭМС есть три аспекта: *генерация*, *передача* и *приём* электромагнитной энергии (рис. 1.2). Источник (называемый также эмиттером) создаёт эмиссию, а канал передачи (или воздействия) передаёт энергию эмиссии к рецептору (приёмнику), где она обрабатывается, приводя к желательному или нежелательному поведению. Помеха возникает, если принятая энергия приводит к нежелательному поведению приёмника. Таким образом, непреднамеренная передача или приём электромагнитной энергии не обязательно вредны: помеху создаёт нежелательное поведение приёмника. Поэтому, будет ли помеха, сильно зависит от обработки принятой энергии в приёмнике.

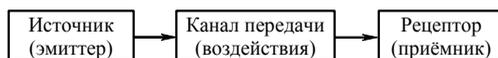


Рис. 1.2. Базовое разложение задачи ЭМС

Аспекты ЭМС предполагают три способа предотвращения помехи:

1. Подавление эмиссии в источнике.
2. Ослабление эффективности канала передачи.
3. Снижение восприимчивости приёмника к эмиссии.

Если снижать воздействие по рис. 1.2 слева направо, то успеха обычно добиться легче и с меньшими дополнительными затратами.

С передачей энергии связаны четыре основных задачи ЭМС: излучаемые эмиссии; восприимчивость к излучениям; кондуктивные эмиссии; восприимчивость к кондуктивным эмиссиям (рис. 1.3).

В принципе, сквозь призму этих четырёх основных задач ЭМС можно рассматривать любую конкретную задачу ЭМС. Однако исторически выделяются некоторые специфические задачи ЭМС, например: электростатический разряд (ЭСР), электромагнитный импульс (ЭМИ), молния, побочные электромагнитные излучения и наводки (ПЭМИН) (рис. 1.4).

Примечательны различные рубрикации разделов или тем ЭМС, которые группируются по техническим комитетам и постоянно дополняются.

Так, разделы Международного симпозиума по ЭМС 2004 г., проводимого ЭМС обществом IEEE, были такими:

**ТК-1 Менеджмент в ЭМС**

1. Менеджмент в ЭМС
2. Аккредитация персонала в ЭМС
3. Аккредитация лабораторий
4. Образование по ЭМС

**ТК-2 Измерения в ЭМС**

5. Установки и оборудование для испытаний
6. Методы измерений
7. Эмиссии и защищённость
8. Стандарты и нормы

**ТК-3 Электромагнитная обстановка**

9. Сигналы электромагнитной обстановки
10. Атмосферные помехи
11. Искусственные помехи

**ТК-4 Электромагнитные помехи**

12. Экранирование, прокладки, фильтрация
13. Кабели и соединители
14. Взаимовлияние
15. Анализ ЭМС систем
16. Заземление
17. Автомобильная ЭМС
18. Вопросы, связанные с печатными платами

**ТК-5 Силовая электроника**

19. Электростатический разряд
20. Молния
21. Переходные процессы

**ТК-6 Управление спектром**

22. Эффективность спектра
23. Мониторинг спектра
24. Управление спектром

**ТК-7 Несинусоидальные поля**

25. Сверхширокополосная ЭМС
26. Импульсные радары
27. Радары без несущей
28. Моделирование во временной области

**ТК-8 Электромагнитная безопасность изделий**

29. ЭМС и функциональная безопасность

30. Биологические эффекты
31. Опасности излучений
32. Экологическая безопасность
- ТК-9 Вычислительная электродинамика**
33. Компьютерное моделирование
34. Достоверность моделей
- ТК-10 Целостность сигналов**
35. Монтаж
36. Целостность сигналов
37. Определение параметров моделей
38. Моделирование приборов

Международный Цюрихский симпозиум по ЭМС 2005 г. предложил следующие разделы:

**ТК-1 Менеджмент в ЭМС (включая спецификации и стандарты).** Аккредитация, сертификация, законодательство, взаимное признание.

**ТК-2 Методы измерений в ЭМС I (Теория).** Датчики, инструментарий, процедуры испытаний и т.п.

**ТК-3 Методы измерений в ЭМС II (Практика).** Испытания на эмиссии и защищённость, испытания на соответствие, испытательные сооружения (полигоны, безэховые, ТЕМ- и компактные камеры), воспроизводимость измерений и т.п.

**ТК-4 Электромагнитная обстановка I (Стационарная).** Электромагнитные обстановки установившегося состояния, управление спектром в ЭМС, сигналы электромагнитной обстановки, атмосферные и искусственные помехи и т.д.

**ТК-5 Электромагнитная обстановка II (Переходная).** Переходные сигналы, сверхширокополосная ЭМС, импульсные радары, ядерный электромагнитный импульс, электростатический разряд.

**ТК-6 ЭМС на уровне систем I (Моделирование).** Большие и сложные системы, линии передачи и электромагнитные взаимовлияния и т.п.

**ТК-7 ЭМС на уровне систем II (Эффекты).** Промышленные системы, системы транспортирования, сети и т.д.

**ТК-8 ЭМС на уровне чипа и корпуса.** Компьютерное моделирование в ЭМС, ЭМС межсоединений и корпусов, ЭМС печатных плат и т.п.

**ТК-9 Молния.** Модели удара молнии, электромагнитный импульс молнии, влияние на линии передачи, защита и т.п.

**ТК-10 Инновации в ЭМС.** Компьютерные технологии в обучении ЭМС, нейронные сети, визуализация, новые темы и т.п.

**ТК-11 ЭМС систем питания.** Анализ источников и распространения воздействий в сетях питания, эффективность защитных приборов, проблемы заземления и т.п.

**ТК-12 Защита в ЭМС.** Теория экранирования, прокладки, фильтры, заземление и т.п.

**ТК-13 ЭМС в связи.** Сверхширокополосные системы и обстановка, помехи в ISM-диапазоне, создание шума, носимая связь и т.п.

**ТК-14 Автомобильная ЭМС.** Внутрисистемная ЭМС (проектирование транспорта и подсистем), автомобильная связь, электромобили, стандарты, сертификация и т.п.

**ТК-15 Вычислительная электродинамика.** Численные методы во временной и частотной областях, моделирование и его достоверность, методы редукции порядка моделей, электромагнитная оптимизация и т.п.

**ТК-16 Биомедицинская ЭМС.** Электромагнитные эффекты в биологических системах, носимые приборы мониторинга и т.п.

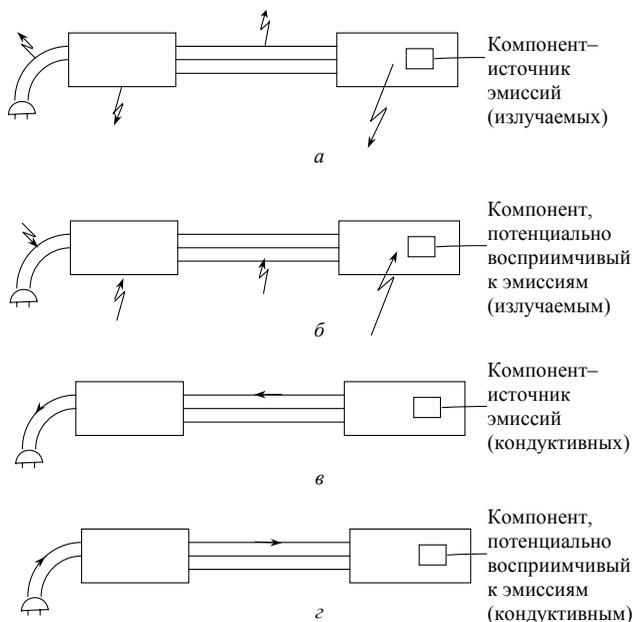


Рис. 1.3. Четыре основных задачи ЭМС: излучаемые эмиссии (а); восприимчивость к излучениям (б); кондуктивные эмиссии (в); восприимчивость к кондуктивным эмиссиям (г)

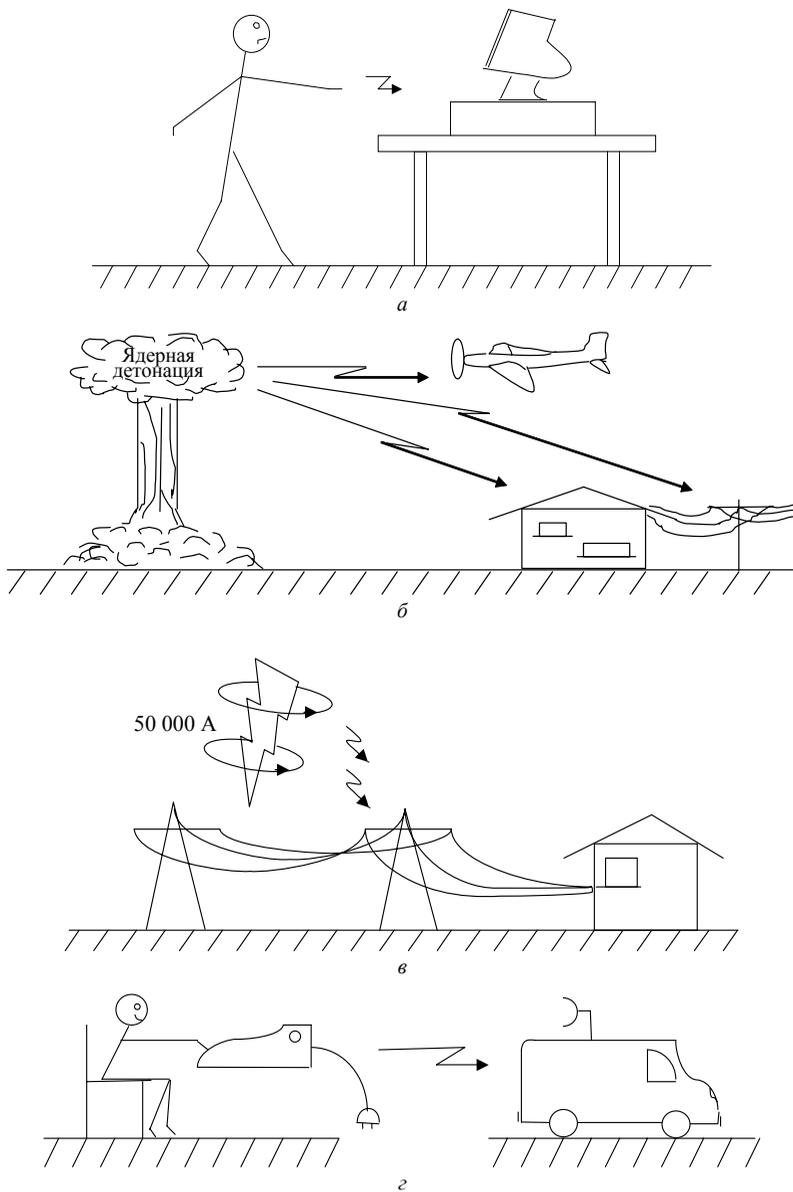


Рис. 1.4. Специфические задачи ЭМС: ЭСР (а); ЭМИ (б); молния (в); ПЭМИН (г)

### 1.3. Стандартизация в области ЭМС

#### 1.3.1. Международные организации

В настоящее время в основном две организации занимаются вопросами стандартизации в области ЭМС: на мировом уровне – это Международная электротехническая комиссия (МЭК), называемая в оригинале по-английски International Electrotechnical commission (IEC); на европейском уровне – это Европейский комитет по электротехническим стандартам, называемый в оригинале по-французски Comite Europeen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC). Организация их работы показана на рис. 1.5.

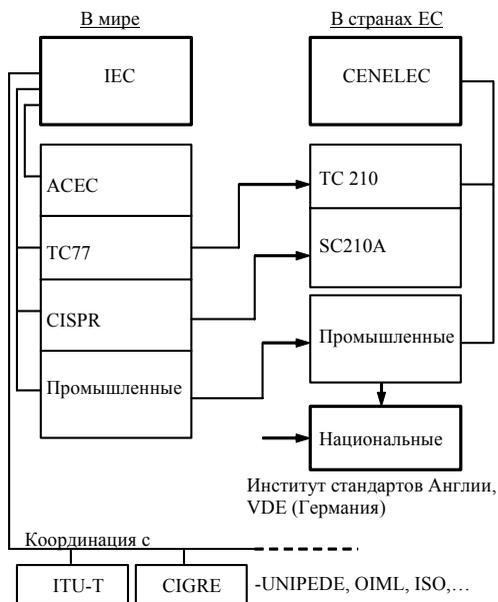


Рис. 1.5. Организация международной деятельности в области стандартов по ЭМС

IEC и CENELEC имеют технические комитеты (TC77 и SC210A соответственно), которые занимаются вопросами ЭМС. В IEC есть ещё две структуры, эквивалента которым нет в CENELEC: Консультативный совет по ЭМС (Advisory Committee on EMC (ACEC)), координирующий занимающиеся ЭМС комитеты IEC между собой и с внешними организациями, и Специальный международный комитет по радиопомехам (Comite International Special des Perturbations Radioelectriques (CISPR)), устанавливающий безопасные для радиосвязи уровни помех. Промыш-

ленные комитеты занимаются специальными стандартами для конкретных изделий и отвечают за то, чтобы в них были разделы по ЭМС. Весьма примечательно, что из 200 комитетов и секций ИЕС около 60 занимаются проблемами ЭМС.

CENELEC принимает стандарты, разработанные ИЕС, как «согласованные» европейские стандарты. Если CENELEC нужен стандарт, то он обращается в ИЕС. Если ИЕС не может взяться за этот стандарт из-за жестких временных ограничений, то CENELEC разрабатывает его самостоятельно.

В рамках ИЕС работа по ЭМС-стандартам распределена так:  
подкомитет TC77A – излучение и восприимчивость для частот менее 9 кГц;

подкомитет TC77B – излучение и восприимчивость для частот 9 – 150 кГц;

CISPR: излучение для частот более 150 кГц.

ИЕС разрабатывает три типа стандартов: базовые, специальные, промышленные.

Базовые стандарты по ЭМС (Basic EMC Publications) указывают общие правила, которые позволяют обеспечить ЭМС. Они применимы ко всем типам товаров, разрабатываются комитетом TC77 и служат справочной информацией для промышленных комитетов.

Специальные стандарты по ЭМС (Generic EMC standards) используются для аппаратов, работающих в специальных условиях, которые не предусмотрены Промышленными стандартами по ЭМС. Они определяют минимальное число требований и тестовых процедур (не включая детальную информацию о методике измерений и испытаний), применимых для всех аппаратов или систем, работающих в тех же условиях.

Промышленные (серийные) стандарты по ЭМС (Product (Family) EMC Standards) основаны на базовых и согласованы со специальными стандартами, но разрабатываются для групп (серий) родственных товаров, систем или устройств, обладающих специфическими качествами. Эти стандарты определяют специальные требования и тесты для данной серии: определяющие типы помех и испытаний; испытательные уровни; критичные характеристики.

Каждый стандарт ИЕС имеет уникальный номер из трёх разделённых дефисами чисел, первое из которых 61000. Второе число определяет, что рассматривается в стандарте:

1 – терминология, определения и общие положения (базовые принципы);

2 – описание и классификация электромагнитных явлений и окружающей электромагнитной обстановки;

3 – определение уровней совместимости и общие требования к ограничению излучения;

4 – помехозащищённость оборудования, методы измерений и испытаний;

5 – руководство по установке и методы уменьшения помех;

6 – специальный стандарт.

Отдельно необходимо сказать о Директиве по ЭМС. 3 мая 1989 г. Совет Европы принял директиву 89/336/ЕЕС: «О координации законодательной деятельности в странах-членах Экономического сообщества». В ней требуется, чтобы любой аппарат, поступающий на рынок в странах Общего рынка, должен быть сделан так, чтобы:

– электромагнитные помехи, которые он создаёт, не превышали уровня помех, обеспечивающего нормальную работу других аппаратов;

– аппарат имел достаточный для его нормальной работы уровень собственной защищённости от электромагнитных помех;

– каждый аппарат, используемый как элемент системы, сам по себе удовлетворял соответствующим требованиям по ЭМС и тестам;

– производитель системы указал условия сборки, обеспечивающие правильную работу всей системы в целом.

Директива вступила в силу 1 января 1996 г. и стимулировала работу по стандартизации в области ЭМС. Все товары, удовлетворяющие совокупности требований Европейского сообщества, в которую входит и Директива по ЭМС, помечаются знаком соответствия «СЕ».

### **1.3.2. Требования по ЭМС**

Все требования по ЭМС изделий электроники можно разделить на две группы: требования, устанавливаемые государственными учреждениями, и требования, налагаемые производителем изделий. Первые являются законными и не могут пренебрегаться. Они устанавливаются для контроля помех, создаваемых изделием. Однако удовлетворение этим требованиям не гарантирует, что изделие не создаст помеху, а лишь позволяет государству контролировать степень «электромагнитного загрязнения», создаваемого этим изделием. Для маркетинга (рекламы и продажи) изделия в стране, изделие должно соответствовать этим требованиям. И если изделие не может продаваться из-за своей неспособности соответствовать этим государственным требованиям по ЭМС, то тот факт, что оно может выполнять свои функции, создающие значительные возможности по про-

дажам, не имеет никого значения. С другой стороны, требования, которые налагает на свои изделия производитель, нацелены на удовлетворение потребностей пользователя, обеспечивая его надёжным и качественным изделием. Например, если новый компьютер окажется очень восприимчивым к электростатическому разряду, то производитель получит плохую репутацию и спад продаж этого и других изделий. Таким образом, для успеха изделия на рынке важно соответствие требованиям обоих видов.

### **1.3.3. Стандарты на излучаемые и кондуктивные эмиссии**

Рынок изделий электроники охватывает сегодня весь мир. Поэтому для производителей важны требования по ЭМС всех стран. В этой связи, все требования подразделяются на две группы, которые можно условно назвать внутренними и внешними. Например, в США – это требования, налагаемые на изделия, продаваемые в США, и – вне США. Кроме того, требования каждой страны подразделяются на требования для коммерческого и военного использования. Отметим, что эти требования содержат массу технических нюансов и деталей и постоянно меняются. В этом разделе приводится их краткий и общий обзор на примере США.

В США контролем помех занимается Федеральная комиссия по связи (Federal Communications Commission (FCC)). Ограничения FCC на излучаемые и кондуктивные эмиссии цифровых устройств Класса А (промышленная среда) и Класса В (бытовая среда) показаны в табл. 1.1, а для большей ясности – графиками на рис. 1.6. К сожалению, разные расстояния измерений излучаемых эмиссий затрудняют сравнение, но из близости цифр для Классов А и В можно заключить: сколько излучает промышленная аппаратура на 10 м, бытовая аппаратура должна излучать всего на 3 м. Другой подход, приведение данных Класса А для 10 м к 3 м, сводящееся к прибавлению 10 дБ, показывает, что ограничения Класса В примерно на 10 дБ жестче, чем Класса А (рис. 1.7). Что касается кондуктивных эмиссий (квазипиковый детектор), то для Класса В они жёстче в 4–12 раз (табл. 1.1).

Переходя к ограничениям, налагаемым на изделия для продажи в других странах, прежде всего, отметим, что они могут различаться от страны к стране. В прошлом каждая страна имела свои уникальные требования по ЭМС. Например, изделия для продажи в Германии требуют соответствия стандартам VDE (Verband Deutscher Elektrotechniker). Однако есть тенденция к принятию единого стандарта для международных требований, и первый для этого кандидат – это стандарт 22, разработанный CISPR в 1985 г. Многие страны Европы и остального мира приняли его

или некий его вариант в качестве своего национального, и он может стать мировым. По стандарту CISPR 22 излучаемые эмиссии (табл. 1.2) измеряются на расстояниях 10 и 30 м, а кондуктивные – с помощью квазипикового детектора или детектора среднего значения (в скобках).

Таблица 1.1

Ограничения FCC на излучаемые и кондуктивные эмиссии

Класс А			Класс В		
Излучаемые эмиссии (10 м)			Излучаемые эмиссии (3 м)		
МГц	мкВ/м	дБмкВ/м	МГц	мкВ/м	дБмкВ/м
30–88	90	39	30–88	100	40
88–216	150	43,5	88–216	150	43,5
216–960	210	46	216–960	200	46
>960	300	49,5	>960	500	54
Кондуктивные эмиссии			Кондуктивные эмиссии		
МГц	мкВ	дБмкВ	МГц	мкВ	дБмкВ
0,45–30	250	48	0,45–1,705	1000	60
			1,705–30	3000	69,5

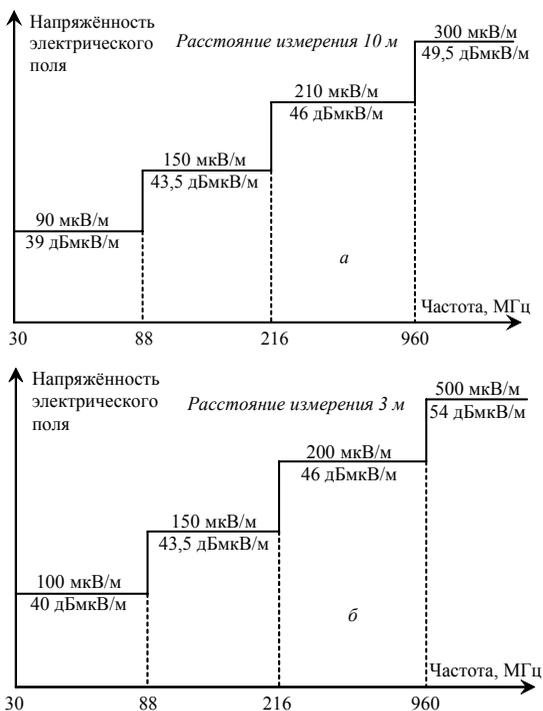


Рис. 1.6. Ограничения FCC на излучения цифровых устройств: Класса А (а), Класса В (б)

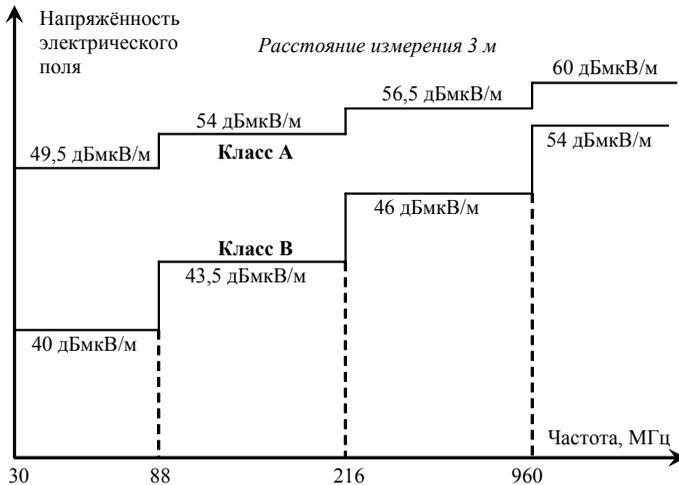


Рис. 1.7. Сравнение ограничений FCC на излучения цифровых устройств Класса А (приведённых к 3 м) и Класса В

Таблица 1.2

**Ограничения CISPR 22 на излучаемые и кондуктивные эмиссии**

Класс А			Класс В		
Излучаемые эмиссии (30 м)			Излучаемые эмиссии (10 м)		
МГц	мкВ/м	дБмкВ/м	МГц	мкВ/м	дБмкВ/м
30–230	31,6	30	30–230	31,6	30
230–1000	70,8	37	230–1000	70,8	37
Кондуктивные эмиссии			Кондуктивные эмиссии		
МГц	мкВ	дБмкВ	МГц	мкВ	дБмкВ
0,15–0,5	8912,5(1995)	79(66)	0,15	1995(631)	66(56)
			0,5	631(199,5)	56(46)
			0,5–5	631(199,5)	56(46)
0,5–30	4467(1000)	73(60)	5–30	1000(316)	60(50)

Большая часть изделий государственных и коммерческих предприятий производится для военных применений. Поскольку помеха может повлиять на выполнение боевой задачи, то очевидно, что контроль эмиссий от изделия, а также его восприимчивости к эмиссиям гораздо критичнее для военных применений, чем для коммерческих. Поэтому военные стандарты, как правило, гораздо сложнее и жёстче гражданских. Требования по ЭМС к изделиям для военных США содержатся в военном стандарте MIL-STD-461. Различным требованиям этого документа к различному оборудованию присвоены определённые буквенные обозначения. Примеры его требований показаны на рис. 1.8 и 1.9.

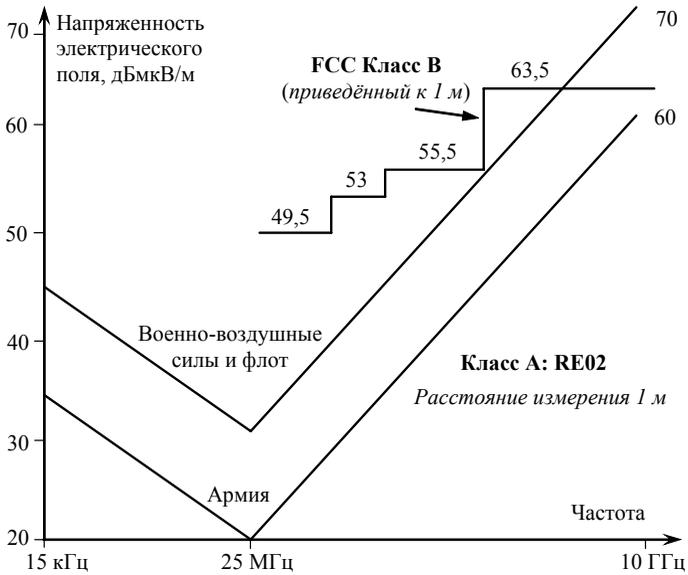


Рис. 1.8. Сравнение ограничений на излучение RE02 (электрическое поле, 14 кГц – 10 ГГц) изделия Класа А (для установки в критичных местах) по MIL-STD-461 и приведённых к 1 м для Класа В по FCC

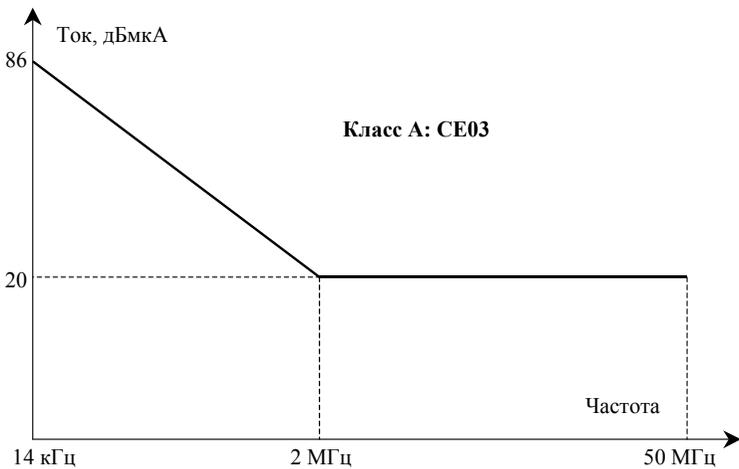


Рис. 1.9. Ограничения по MIL-STD-461 на кондуктивные эмиссии CE03 (токовый пробник, 15 кГц – 50 МГц) для оборудования Класа А (для установки в критичных местах)

### 1.3.4. Измерения на соответствие стандартам

Измерения излучаемых и кондуктивных эмиссий – сложный предмет. Достаточно сказать, что если процедуры измерения не оговорены четко, а остаётся свобода их интерпретации персоналом, проводящим измерения, то можно получить различные данные измерений на разных измерительных установках для одного и того же изделия. Поэтому каждый стандарт, устанавливающий ограничения, чётко определяет, как измерять данные, а именно, процедуру испытаний, испытательное оборудование, полосу частот, испытательные антенны и т.д. Здесь мы только познакомим с некоторыми испытаниями.

Излучаемые эмиссии лучше измерять на открытой местности, на специальных полигонах. Однако их немного, и часто предварительные испытания проводят в полубезэховых камерах, представляющих собой экранированное помещение (для экранирования внешних сигналов, нарушающих измерения) с радиочастотными поглотителями в виде пирамид на стенах и потолке (для предотвращения отражений излучений изделия от стен и потолка) для имитации открытой местности (рис. 1.10).

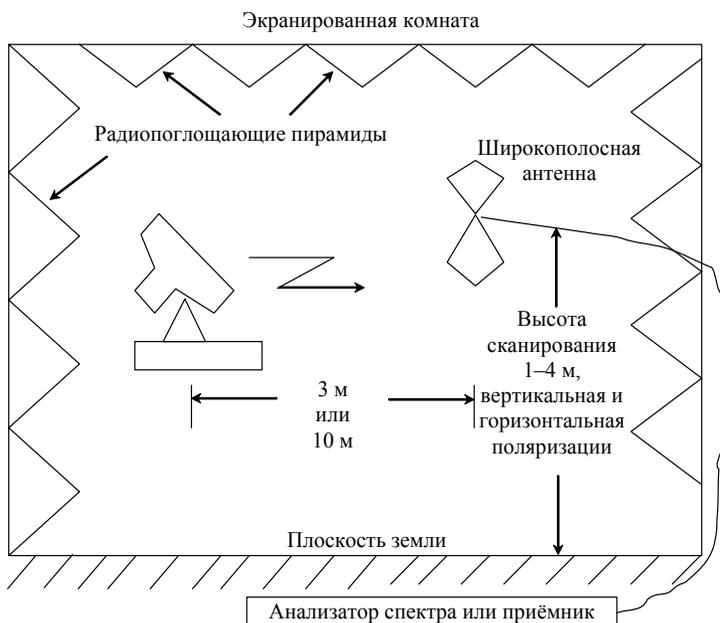


Рис. 1.10. Измерение излучаемых эмиссий в полубезэховой камере

Кондуктивные эмиссии измеряют с помощью датчика тока на основе ферритового кольца с обмоткой, которое надевают на кабель от изделия (рис. 1.11). Другой способ требует включения испытываемого изделия в сеть питания через согласующее устройство, называемое в международных стандартах LISN (line impedance stabilization network). Его идея пояснена на рис. 1.12: фильтр  $L_1=50$  мкГн,  $C_2=1$  мкФ не пропускает токи кондуктивных эмиссий от испытываемого изделия в сеть питания, и они через  $C_1=1$  мкФ проходят по входному сопротивлению (50 Ом) анализатора спектра (при его отсоединении  $C_1$  разряжается через  $R_1=1$  кОм).

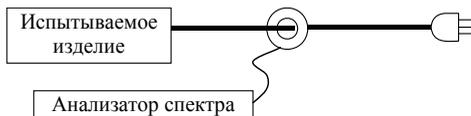


Рис. 1.11. Измерение кондуктивных эмиссий датчиком тока

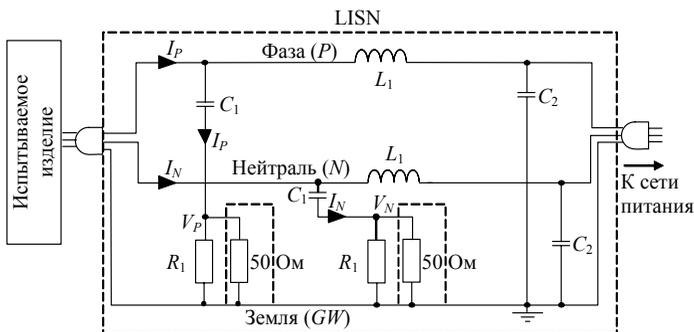


Рис. 1.12. Согласующее устройство (LISN) для измерения кондуктивных эмиссий

Для более полного представления о порядках измеряемых величин от реальных изделий полезно увидеть примеры результатов измерений на соответствие требованиям на ЭМС. Излучаемые эмиссии типового цифрового устройства, измеренные в безэховой камере, показаны на рис. 1.13. Их легко сравнить с ограничениями различных стандартов. Как видно, измерения выполняются отдельно для вертикальной и горизонтальной поляризаций, о чём не упоминалось ранее. Кондуктивные эмиссии от этого устройства, измеренные с помощью LISN на проводах фазы и нейтрали, показаны на рис. 1.14. Приведены ограничения стандарта CISPR 22 для разных детекторов, а также германского стандарта VDE, который отличается, в частности тем, что требует ограничений, начиная с частоты не 150, а 10 кГц.

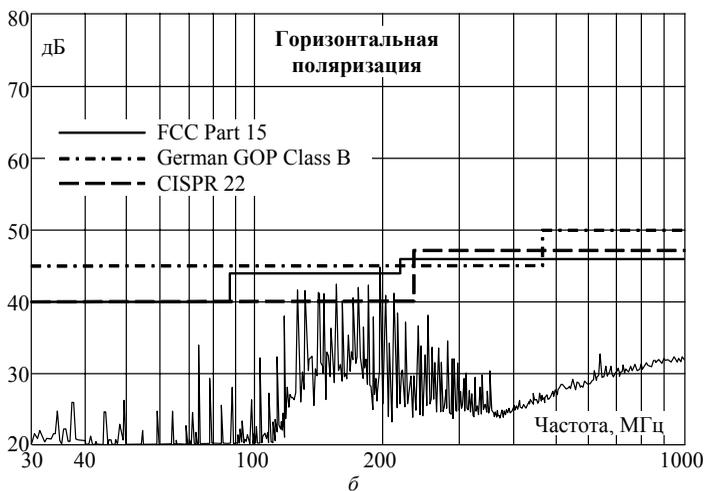
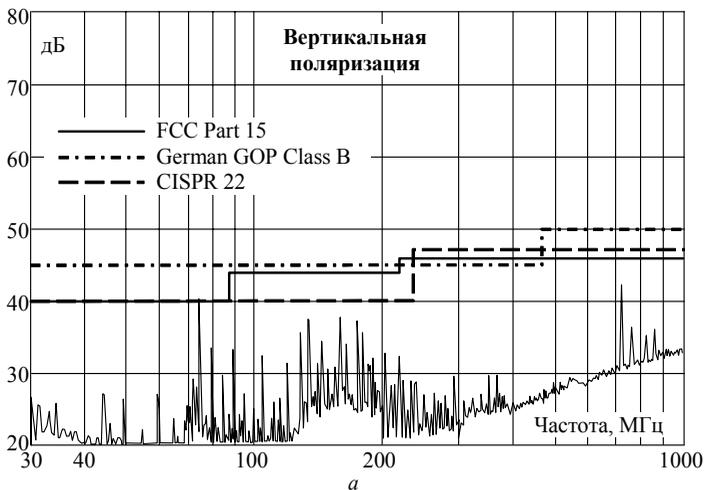


Рис. 1.13. Излучаемые эмиссии вертикальной (*a*) и горизонтальной (*б*) поляризации от типового цифрового устройства, измеренные в полубезэховой камере

Из рис. 1.13, 1.14 может сложиться впечатление, что удовлетворить ограничениям стандартов по ЭМС весьма просто. Однако оно обманчиво, поскольку над этим изделием много поработали, чтобы довести его до приемлемого состояния. А если бы его разрабатывали, не думая об ЭМС, то, почти наверняка, оно бы не удовлетворило требованиям стандартов.

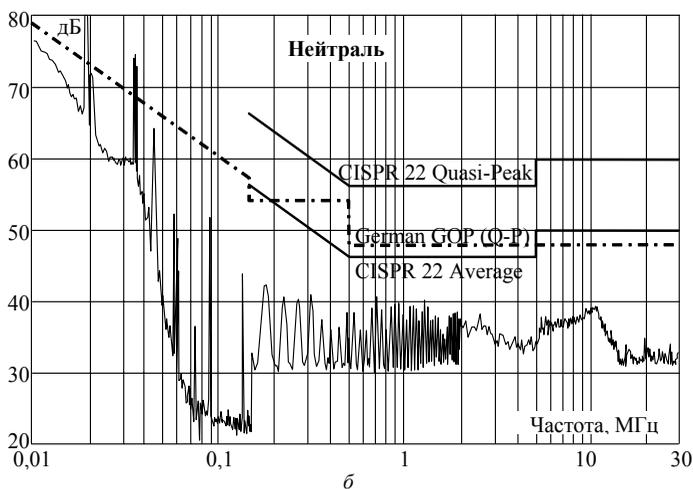
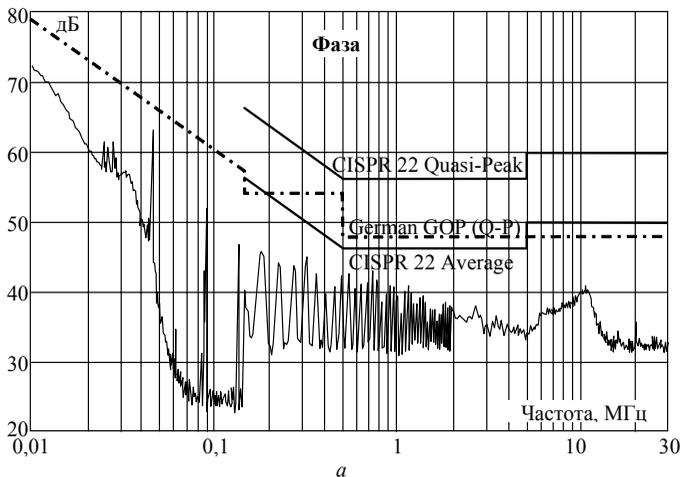


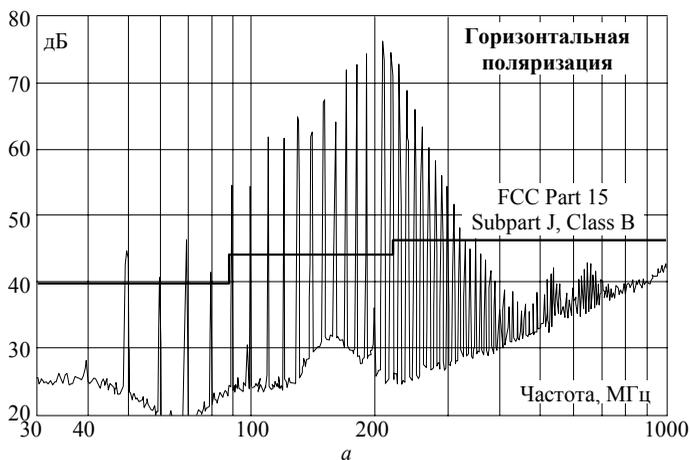
Рис. 1.14. Кондуктивные эмиссии, измеренные с LISN, в проводах фазы (а) и нейтрали (б) от типового цифрового устройства, содержащего импульсный источник питания

Был проведен простой эксперимент (рис. 1.15). Изготовлена плата с парой печатных дорожек. Генератор частотой 10 МГц в корпусе DIP управляет инвертором, выход которого подсоединен к одному концу этой пары дорожек, а ко второму её концу был подсоединен такой же инвертор. Схема запитывалась автономными источниками питания.



Рис. 1.15. Схема простого эксперимента, демонстрирующего трудность удовлетворения ограничениям на излучаемые эмиссии. (Размеры в мм.)

Результаты измерений излучаемых эмиссий от устройства из рис. 1.15 показаны на рис. 1.16. Как видно, излучения горизонтальной поляризации превышают ограничения стандарта FCC для изделий Класса В на 30 дБ! Несмотря на то, что плата размещена горизонтально, излучения вертикальной поляризации также превышают ограничения, но только на 15 дБ. Отметим, что этот простой эксперимент может служить лишь самым простым приближением реальной разводки печатных плат, но даже он сильно превышает ограничения ЭМС, показывая, как нелегко может быть им удовлетворить!



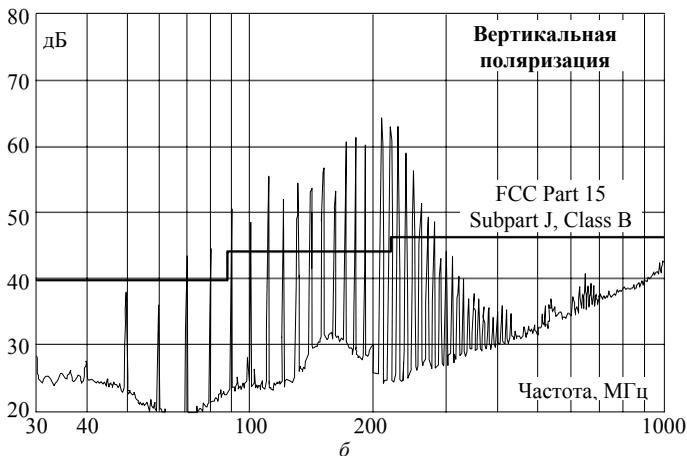


Рис. 1.16. Излучаемые эмиссии вертикальной (а) и горизонтальной (б) поляризаций от устройства из рис. 1.15, измеренные в полубезэховой камере

## 1.4. Нелинейные эффекты и ЭМС РЭС

Этот раздел посвящен проблеме ЭМС радиоэлектронных средств (РЭС) и написан по материалам монографии [8]. Проблема весьма сложна и раздел даст лишь общее представление о ней. Тем не менее, математическая сторона появления нелинейных искажений будет показана.

### 1.4.1. Причины обострения проблемы ЭМС РЭС

Основные причины обострения проблемы ЭМС РЭС состоят в росте числа и плотности размещения РЭС, а также в техническом несовершенстве передатчиков и приёмников.

Действительно, динамика роста числа РЭС наземных подвижных радиослужб в различных странах весьма велика. Например, в США подвижные службы радиосвязи в 1950 г. насчитывали около 0,1 млн передатчиков, в 1970 г. их стало 3,3 млн, а в 1975 г. – 5,8 млн. В Великобритании число передатчиков наземных подвижных радиослужб за 1960–1970 гг. увеличилось в 5 раз, а в ФРГ – в 7 раз. Растет не только число, но и *плотность* размещения РЭС. Так, значительная их часть размещается в больших городах, т.е. на малой территории. Общее число РЭС в районе крупных административных центров может достигать сотен тысяч. На ряде объектов расположено большое число РЭС в очень малом пространстве. Так, на радиопередающих центрах может быть установлено до 100 радиопередатчиков различных диапазонов и мощностей, на самолетах и

небольших кораблях – несколько десятков, а на авианосцах – несколько сотен. Так как РЭС в этих условиях оказываются на малых расстояниях друг от друга, то взаимное влияние в таких условиях оказывается особенно сильным.

*Техническое несовершенство передатчиков* проявляется в том, что в спектрах их излучений, кроме основного, могут присутствовать нежелательные излучения: внеполосные и побочные. К внеполосным относятся излучения, возникающие в процессе модуляции сигналом, отображающим сообщение, и примыкающие к необходимой полосе основного излучения, достаточной для передачи сообщения с требуемым качеством. К побочным относятся излучения, обусловленные любым нелинейным процессом, за исключением модуляции. Среди них выделяют: излучения на частотах, кратных частотам основного излучения, т.е. на гармониках и субгармониках; комбинационные излучения, возникающие при формировании частот основного излучения с помощью различных преобразований вспомогательных колебаний; интермодуляционные излучения, возникающие при воздействии на передатчик излучений других передатчиков. Таким образом, в спектрах излучений передатчиков могут присутствовать все виды указанных нежелательных излучений и создавать помехи приёмникам других РЭС, что усугубляется существующей тенденцией к повышению мощности передатчиков РЭС для увеличения дальности их действия.

*Техническое несовершенство приёмников* проявляется в том, что сигналы на входе приёмника могут оказаться на его выходе не только по основному, но и по побочным каналам. Кроме того, если на входе приёмника действуют два или более сигналов, то помехи могут возникнуть из-за эффектов интермодуляции, перекрёстной модуляции и блокирования. *Побочные каналы* приёма находятся за пределами основного и образуются вследствие недостаточной избирательности резонансных цепей, формирующих основной канал приёма, и нелинейных процессов в смесителях супергетеродинных приёмников. Частота побочного канала приёма определяется формулой  $f_{пк} = (n/m)f_{г} \pm (1/m)f_{п}$ , где  $f_{г}$  – частота гетеродина,  $f_{п}$  – промежуточная частота,  $m = 1, 2, \dots$ ;  $n = 0, 1, 2, \dots$ . К побочным относятся каналы на промежуточной, зеркальной и комбинационной частотах. При *интермодуляции* нелинейно взаимодействующие исходные сигналы образуют новые колебания с комбинационными частотами. Если частота такого колебания совпадает с частотой основного или побочного канала приёма, то возникает интермодуляционная помеха. *Перекрёстные искажения* сопровождаются изменением структуры спектра сигнала на выхо-

де приёмника при действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма. В следующем разделе показана математическая сторона появления нелинейных искажений.

### **1.4.2. Аналитическое определение эффектов нелинейного преобразования сигналов при тестовых воздействиях**

#### **1.4.2.1. Отклик нелинейной цепи на тестовые воздействия**

Рассмотрим указанные выше эффекты нелинейного преобразования сигналов, используя в качестве нелинейной цепи безынерционный нелинейный элемент, представленный вольтамперной характеристикой

$$i = f(u), \quad (1.1)$$

при воздействии на его вход смещающего напряжения  $U_0$  и двух косинусоидальных напряжений  $u_{\sim}$ , т.е.

$$u = U_0 + u_{\sim} = U_0 + U_1 \cos \alpha_1 + U_2 \cos \alpha_2, \quad (1.2)$$

где

$$\alpha_1 = \omega_1 t + \varphi_1, \quad \alpha_2 = \omega_2 t + \varphi_2. \quad (1.3)$$

Входящие в эти выражения величины  $U_0, U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2$  могут быть как постоянными, так и переменными, а  $\alpha_1, \alpha_2$  в общем случае – независимые переменные.

Определим спектральный состав тока нелинейного элемента. Для этой характеристики нелинейного элемента разложим в ряд Тейлора

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \frac{d^n f(U_0)}{dU_0^n} u_{\sim}^n, \quad (1.4)$$

и для сокращения преобразований предел суммирования ограничим значением  $n=3$ .

В таком случае выражение для тока нелинейного элемента принимает вид

$$\begin{aligned} i = & f(U_0) + \frac{df(U_0)}{dU_0} (U_1 \cos \alpha_1 + U_2 \cos \alpha_2) + \\ & + \frac{1}{2} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} (U_1 \cos \alpha_1 + U_2 \cos \alpha_2)^2 + \\ & + \frac{1}{6} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} (U_1 \cos \alpha_1 + U_2 \cos \alpha_2)^3. \end{aligned}$$

Раскрывая скобки и применяя формулы

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha,$$

$$\cos^3 \alpha = \frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha,$$

ток нелинейного элемента можно представить суммой отдельных составляющих. После суммирования составляющих, имеющих одинаковые фазы, выражение для тока принимает вид

$$\begin{aligned} i = & f(U_0) + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1^2 + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_2^2 + \\ & + \left( \frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \right) \cos \alpha_1 + \\ & + \left( \frac{df(U_0)}{dU_0} U_2 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2 U_1^2 \right) \cos \alpha_2 + \\ & + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1^2 \cos 2\alpha_1 + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_2^2 \cos 2\alpha_2 + \\ & + \frac{1}{24} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 \cos 3\alpha_1 + \frac{1}{24} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2^3 \cos 3\alpha_2 + \\ & + \frac{1}{2} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1 U_2 \cos(\alpha_1 \pm \alpha_2) + \\ & + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \cos(\alpha_1 \pm 2\alpha_2) + \\ & + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^2 U_2 \cos(2\alpha_1 \pm \alpha_2). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Выражение (1.5) определяет спектр тока нелинейного элемента. Первая строка этого выражения определяет постоянную составляющую тока. В остальных строках указаны косинусоидальные компоненты тока. Как видно, в результате нелинейного взаимодействия сигналов спектр тока на выходе нелинейного элемента существенно обогатился. Переходя в (1.5) от углов к цилиндрическим частотам, замечаем, что наряду с исходными колебаниями с частотами  $f_1$  и  $f_2$  на выходе нелинейного элемента при-

сутствуют компоненты тока с частотами  $2f_1, 3f_1, 2f_2, 3f_2, |f_1 \pm f_2|, |f_1 \pm 2f_2|, |2f_1 \pm f_2|$ . В общем случае, если не ограничивать верхний предел суммирования в (1.4), при нелинейном воздействии двух сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  на выходе усилителя возникнут комбинационные частоты вида

$$f_{КОМ} = |P_1 f_1 \pm P_2 f_2|, \quad (1.6)$$

где  $P_1$  и  $P_2$  могут принимать значения  $0, 1, 2, 3, \dots$

Для оценки влияния комбинационных частот обычно вычисляют кривые относительных уровней комбинационных компонент отклика

$$D = 20 \lg \frac{I_{f_k}}{I_f}, \quad (1.7)$$

где  $I_{f_k}$  – амплитуда комбинационной компоненты, а  $I_f$  – амплитуда основной (полезной) компоненты.

#### 1.4.2.2. Нелинейные искажения огибающей входного напряжения

Предположим, что воздействующие на нелинейный элемент колебания имеют амплитудную модуляцию, тогда получим сигнал  $i_{(\omega_1 t + \varphi_1)}$  в виде

$$i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} = \left( \begin{aligned} & \frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 + \\ & + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \end{aligned} \right) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1.8)$$

Из этого выражения следует, что на входе рассматриваемого устройства, кроме основного сигнала (первое слагаемое) и его искаженной формы (второе слагаемое), имеется сигнал, амплитуда которого изменяется по закону модуляции помехи с несущей частотой  $\omega_2$  (третье слагаемое).

Рассмотрим характер искажений спектра огибающей полезного сигнала. Пусть амплитуды сигнала и помехи изменяются в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{01}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t), \\ U_2 &= U_{02}(1 + m_2 \cos \Omega_2 t). \end{aligned} \quad (1.9)$$

Используя (1.9) для раскрытия выражения (1.8), получаем

$$\begin{aligned}
i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} = & \left[ \frac{df(U_0)}{dU_0} U_{01} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) + \right. \\
& + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{02} (1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^3 + \\
& \left. + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) U_{02}^2 (1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^2 \right] \times \\
& \times \cos(\omega_1 t + \varphi_1).
\end{aligned} \tag{1.10}$$

После элементарных преобразований, заключающихся в возведении скобок в степень, разложении квадратичных и кубических членов на члены с кратными углами, перемножении членов и суммирования составляющих тока с одинаковыми аргументами, выражению (1.10) придадим вид

$$\begin{aligned}
i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} = & \left[ I_0 + I_{\Omega_1} \cos \Omega_1 t + I_{2\Omega_1} \cos 2\Omega_1 t + I_{3\Omega_1} \cos 3\Omega_1 t + \right. \\
& + I_{\Omega_2} \cos \Omega_2 t + I_{2\Omega_2} \cos 2\Omega_2 t + I_{(\Omega_1 \pm \Omega_2)} \cos(\Omega_1 \pm \Omega_2) t + \\
& \left. + I_{(\Omega_1 \pm 2\Omega_2)} \cos(\Omega_1 \pm 2\Omega_2) t \right] \cos(\omega_1 t + \varphi_1),
\end{aligned} \tag{1.11}$$

где

$$I_0 = \frac{df(U_0)}{dU_0} U_{01} + \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} \left( \frac{1}{8} U_{01}^3 + \frac{3}{16} U_{01}^3 m_1^2 + \frac{1}{4} U_{01} U_{02}^2 + \frac{1}{8} U_{01} U_{02}^2 m_2^2 \right),$$

$$I_{\Omega_1} = \frac{df(U_0)}{dU_0} U_{01} m_1 + \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} \left( \frac{3}{8} U_{01}^3 m_1 + \frac{3}{32} U_{01}^3 m_1^2 + \frac{1}{4} U_{01} U_{02}^2 m_1 + \right. \\ \left. + \frac{1}{8} U_{01} U_{02}^2 m_1 m_2^2 \right),$$

$$I_{2\Omega_1} = \frac{3}{16} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} m_1^2 U_{01}^3,$$

$$I_{3\Omega_1} = \frac{1}{32} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} m_1^3 U_{01}^3,$$

$$I_{\Omega_2} = \frac{1}{2} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} U_{02}^2 m_2,$$

$$I_{2\Omega_2} = \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} U_{02}^2 m_2^2,$$

$$I_{(\Omega_1 \pm \Omega_2)} = \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} U_{02}^2 m_1 m_2 ,$$

$$I_{(\Omega_1 \pm 2\Omega_2)} = \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} U_{02}^2 m_1 m_2^2 .$$

Сумма членов, записанных в квадратных скобках выражения (1.11), представляет спектр огибающей. Первые два члена определяют полезный сигнал, а остальные – определяют продукты нелинейных искажений огибающей кривой входного напряжения. Количественно уровень нелинейных искажений для рассматриваемого случая можно оценить формулой

$$K_{III} = \frac{\sqrt{I_{2\Omega_1}^2 + I_{3\Omega_1}^2 + I_{\Omega_2}^2 + I_{2\Omega_2}^2 + I_{(\Omega_1 \pm \Omega_2)}^2 + I_{(\Omega_1 \pm 2\Omega_2)}^2}}{I_{\Omega_1}} .$$

В случае, когда помеха отсутствует, т.е. при  $U_{02}=0$ , коэффициент нелинейных искажений равен коэффициенту гармоник

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{2\Omega_1}^2 + I_{3\Omega_1}^2}}{I_{\Omega_1}} .$$

Часто при расчете коэффициента гармоник учитывают только вторую гармонику частоты модуляции, а в выражении амплитуды учитывают только первый член. В таком случае

$$K_{\Gamma} \approx \frac{I_{2\Omega_1}}{I_{\Omega_1}} = \frac{3}{16} \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} m_1 U_{01}^2 .$$

Составляющие спектра огибающей с частотами  $\Omega_2$ ,  $2\Omega_2$ ,  $\Omega_1 \pm \Omega_2$ ,  $\Omega_1 \pm 2\Omega_2$  могут присутствовать лишь при одновременном действии сигнала и помехи, т.е. при  $U_{01} \neq 0$  и  $U_{02} \neq 0$ . Эти составляющие являются продуктами перекрестных искажений, действие которых оценивают коэффициентом перекрестных искажений

$$K_{III} = \frac{\sqrt{I_{\Omega_2}^2 + I_{2\Omega_2}^2 + I_{(\Omega_1 \pm \Omega_2)}^2 + I_{(\Omega_1 \pm 2\Omega_2)}^2}}{I_{\Omega_1}} ,$$

который обычно заменяют приближенным выражением

$$K_{III} \approx \frac{I_{\Omega_2}}{I_{\Omega_1}} = \frac{1}{2} \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} \frac{m_2 U_{01}^2}{m_1}.$$

#### 1.4.2.3. Подавление слабого сигнала сильным (блокирование)

Это нелинейное преобразование состоит в том, что при прохождении сложного сигнала через нелинейный элемент соотношение амплитуд гармонических составляющих сигнала на входе нелинейного элемента изменяется в пользу составляющей с наибольшей амплитудой. Если, например, входной сигнал (1.2) представляет сумму двух косинусоидальных колебаний, где  $U_2 > U_1$ , то в составе выходного сигнала нелинейного элемента (1.5) будут компоненты с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , амплитуды которых  $I_{\omega_1}$  и  $I_{\omega_2}$  удовлетворяют условию

$$\frac{I_{\omega_2}}{I_{\omega_1}} > \frac{U_2}{U_1} \quad (1.12)$$

Действительно, из (1.5) следует, что

$$I_{\omega_1} = \frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2.$$

$$I_{\omega_2} = \frac{df(U_0)}{dU_0} U_2 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2 U_1^2.$$

Отсюда

$$\frac{I_{\omega_2}}{I_{\omega_1}} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} U_2^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} U_1^2}{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} U_1^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} U_2^2}.$$

Предположим, что  $\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} / \frac{df(U_0)}{dU_0} < 0$ , т.е. производные имеют разные знаки. Тогда при  $U_2 > U_1$  справедливо неравенство

$$\begin{aligned}
& 1 + \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} U_2^2 + \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} U_1^2 \\
& \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} > 1, \tag{1.13} \\
& 1 + \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} U_1^2 + \frac{\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}}{\frac{df(U_0)}{dU_0}} U_2^2
\end{aligned}$$

и, следовательно, условие (1.12) выполняется, т.е. имеет место подавление слабого сигнала сильным.

Очевидно, что при  $U_1 > U_2$  неравенство (1.13) изменяется на обратное, а условие (1.12) превратится в условие

$$\frac{I_{\omega_1}}{I_{\omega_2}} > \frac{U_1}{U_2},$$

т.е. по-прежнему имеет место подавление слабого сигнала сильным.

Это явление может быть охарактеризовано характеристикой подавления, которой называется зависимость амплитуды слабого сигнала на выходе нелинейного элемента от амплитуды сильного сигнала на выходе этого элемента. Так, для рассмотренного здесь случая, когда  $U_2 > U_1$  и  $\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} / \frac{df(U_0)}{dU_0} < 0$ , характеристика подавления аналитически может

быть представлена в виде

$$I_{\omega_1} = \frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 \left( 1 - \frac{1}{8} \left| \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} \right| U_1^2 - \frac{1}{4} \left| \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} \right| U_2^2 \right).$$

### 1.4.3. Способы обеспечения ЭМС РЭС

Задача обеспечения ЭМС РЭС имеет комплексный характер и на различных иерархических уровнях (элементов, узлов и блоков устройств, РЭС и комплексов РЭС) решается с помощью конструкторско-технологических, схмотехнических, системотехнических и организационных мер.

ЭМС на уровне *цепей и узлов* обеспечивают, главным образом, конструкторско-технологическими мерами, включающими выбор элементной

базы, рациональную компоновку элементов, постановку экранов и фильтров, исключающих нежелательное проникновение излучений от цепи к цепи, от узла к узлу и нежелательное воздействие внешних излучений на цепи и узлы. Эти меры детально представлены в последующих разделах.

ЭМС на уровне *устройств* (передатчиков, приёмников, антенн) обеспечивают схемотехническими мерами (выбором элементной базы, схем, режимов), следуя принципу – не излучать и не принимать ничего лишнего. В передатчиках важно обеспечить излучение только полезного сигнала, предназначенного для переноса информации, и уменьшить внеполосные и все побочные излучения. Для этого характеристики передатчиков строго регламентируются. Например, согласно ГОСТ 13924-80, средняя мощность побочного колебания, поступающего в фидер антенны, для радиовещательных стационарных передатчиков с номинальной мощностью 1...50 кВт должна быть не более 50 мВт, а для более мощных – не более –60 дБ относительно средней мощности на рабочей частоте. В приёмниках важно повысить частотную избирательность по основному каналу, ослабить все побочные каналы приёма, уменьшить действие интермодуляционных и перекрёстных искажений и эффекта блокирования, снизить излучения гетеродинов. Для этого характеристики избирательности приёмников детально регламентируются. Их описание весьма обширно [7] и здесь не приводится. Для передающих и приёмных антенн желательно повышение пространственной избирательности, снижение относительного уровня боковых лепестков. И эти характеристики, наряду с основными, являются весьма важными характеристиками антенн.

ЭМС РЭС и комплексов РЭС обеспечивают, комбинируя развязки источников и объектов воздействия помех:

- частотные (изменение частоты работы передатчика или приёмника);
- амплитудные (пространственный разнос передатчиков и приёмников; использование направленных антенн; использование поляризационных свойств антенн; улучшение избирательных свойств выходных цепей передатчика и избирательных свойств приёмника);
- временные (временная селекция; сокращение времени излучений; применение импульсных режимов работы; временная синхронизация работы РЭС; временная регламентация).

### **1.5. Неидеальное поведение компонентов**

Важным вопросом в ЭМС является неидеальное поведение пассивных, а также активных компонентов. До сих пор существует тенденция представлять себе поведение компонентов идеальным. Но для эффектив-

ного учёта ЭМС в проектировании имеющаяся в понимании совокупность правил идеального поведения компонентов должна быть дополнена осознанием их неидеального поведения. Например, чтобы отвести ток частотой 100 МГц от кабеля, где он будет эффективно излучаться, можно подключить, между сигнальным и обратным проводами в месте выхода кабеля из устройства, конденсатор ёмкостью 100 пФ. Если это уменьшает излучаемые эмиссии, но не настолько, чтобы пройти испытания, то можно интуитивно ожидать, что замена 100 пФ на 1000 пФ даст уменьшение ещё на 20 дБ. Но, к сожалению, конденсатор ёмкостью 1000 пФ будет вести себя на частоте 100 МГц скорее как индуктивность, и излучаемые эмиссии, скорее всего, возрастут! И должное поведение даже конденсатора ёмкостью 100 пФ не гарантируется, а, оказывается, определяется длиной его выводов, которая может значительно уменьшить частоту «собственного резонанса» конденсатора. Поэтому с самого начала важно понимать это неидеальное поведение компонентов (резисторов, конденсаторов, дросселей и т.д.) в зависимости, прежде всего, от частоты, а также, если оно сильно выражено, и от температуры, тока или напряжения.

Необходимо отметить, что вопрос этот довольно сложен, поскольку касается тонкостей работы компонентов, о которых часто даже не упоминается при знакомстве с основами их работы. Кроме того, разработчики элементной базы редко приводят данные, характеризующие неидеальное поведение компонентов. Наконец, вопрос этот весьма обширен, поскольку очень широка номенклатура компонентов. Поэтому в данном разделе рассматриваются лишь самые простые компоненты.

### **1.5.1. Резисторы**

Импеданс идеального резистора не зависит от частоты (рис. 1.17). Однако реальные резисторы имеют два вывода, влияние которых в первом приближении описывается последовательной индуктивностью  $L_e$  и паразитной ёмкостью  $C_n$  между ними, включенной параллельно сопротивлению  $R$ . Это существенно изменяет поведение импеданса резистора, которое остаётся резистивным лишь на низких частотах, становясь затем ёмкостным, а после частоты собственного резонанса индуктивным (рис. 1.18).

Измерив или вычислив значения элементов эквивалентной схемы реального резистора, можно получить более точные частотные характеристики. Результаты моделирования в SPICE для  $L_e=14$  нГн,  $C_n=1,2$  пФ,  $R=1,05$  кОм показаны на рис. 1.19, а результаты измерений соответствующего этим параметрам углеродистого резистора с длиной выводов

6 мм показаны на рис. 1.20. Зависимости не доходят до частоты собственного резонанса резистора, однако очевиден значительный спад импеданса за счёт шунтирования килоомного резистора паразитной ёмкостью всего в пикофараду. Для предотвращения резких изменений импеданса в общем случае желательно, чтобы резонансная частота резистора намного превышала рабочую частоту схемы.

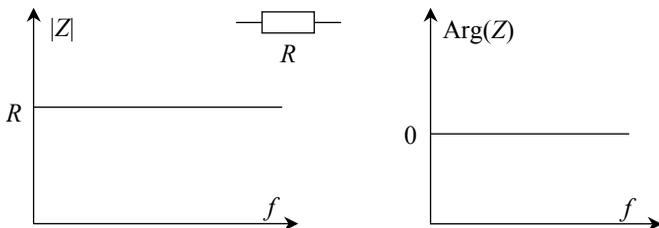


Рис. 1.17. Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеального резистора

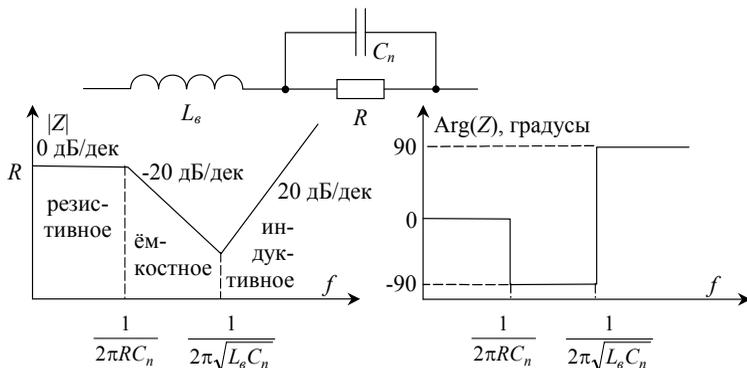


Рис. 1.18. Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реального резистора

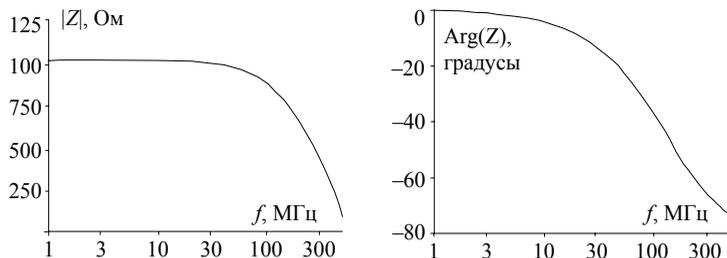


Рис. 1.19. Смоделированные частотные зависимости модуля и фазы импеданса углеродистого резистора

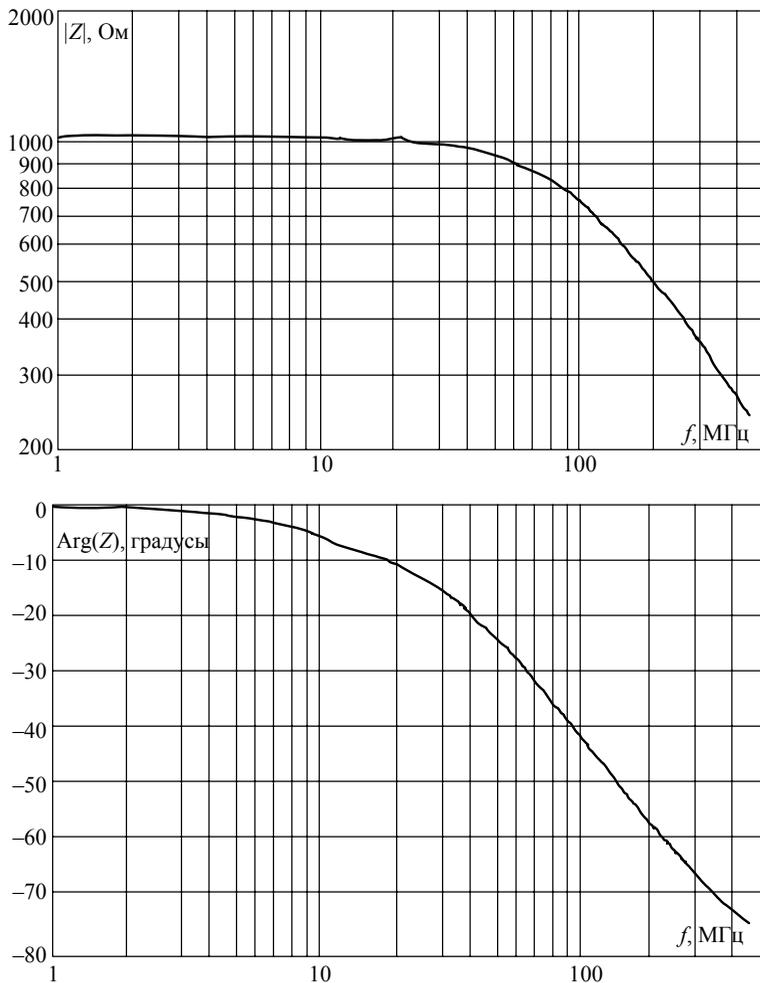


Рис. 1.20. Измеренные частотные зависимости модуля и фазы импеданса углеродистого резистора

### 1.5.2. Конденсаторы

Поведение идеального конденсатора проиллюстрировано на (рис. 1.21). Однако реальные конденсаторы имеют обкладки и выводы, влияние которых в первом приближении описывается индуктивностью  $L_e$  и сопротивлением  $R_n$ , включенными последовательно ёмкости  $C$ . Это су-

щественно изменяет поведение импеданса конденсатора, которое остаётся ёмкостным лишь до частоты собственного резонанса, а после неё становится индуктивным (рис. 1.22).

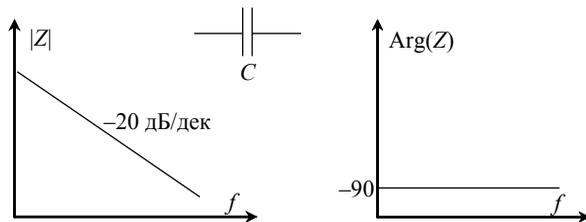


Рис. 1.21. Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеального конденсатора

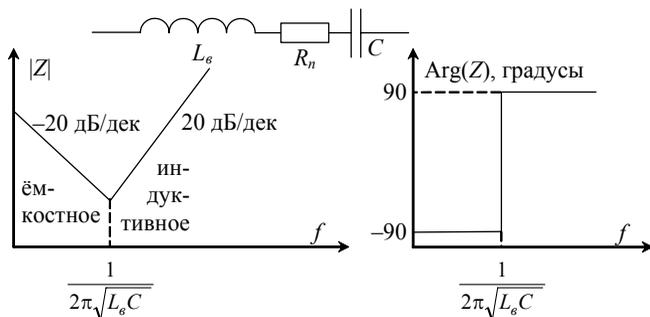


Рис. 1.22. Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реального конденсатора

Необходимо отметить, что неидеальное поведение конденсаторов может давать неожиданные результаты после изменения типа, номинала, длины выводов конденсаторов или частоты сигнала. И для оценки их поведения весьма полезно моделирование или измерение импеданса реальных конденсаторов в интересующем диапазоне частот. Примеры измеренных частотных характеристик танталового конденсатора ёмкостью 0,15 мкФ с короткими выводами и выводами длиной 12 мм показаны на рис. 1.23 и 1.24. соответственно. Из них видно, что поведение реального конденсатора действительно имеет ёмкостный характер только до его резонансной частоты. Сравнение обоих рисунков показывает, что укорочение выводов конденсатора значительно увеличивает его резонансную частоту, от 10 до 100 МГц. Если, например, изменение частоты сигнала от 10 до 100 МГц даст для конденсатора с короткими выводами уменьшение ёмкостного импеданса примерно от 10 до 5 Ом (не в 10 раз, как для иде-

ального конденсатора), то для того же конденсатора с длинными выводами импеданс будет уже не ёмкостным, а индуктивным и увеличится от 2 до 10 Ом (в 5 раз, т.е. близко к идеальной индуктивности).

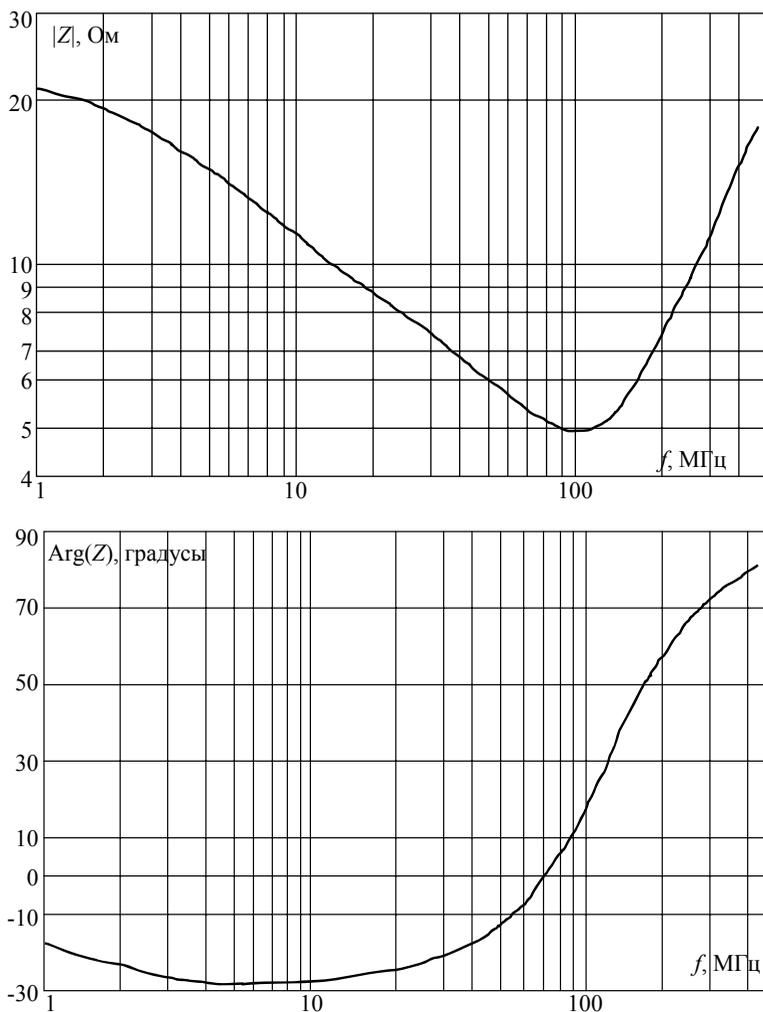


Рис. 1.23. Измеренные частотные зависимости модуля и фазы импеданса танталового конденсатора 0,15 мкФ с короткими выводами

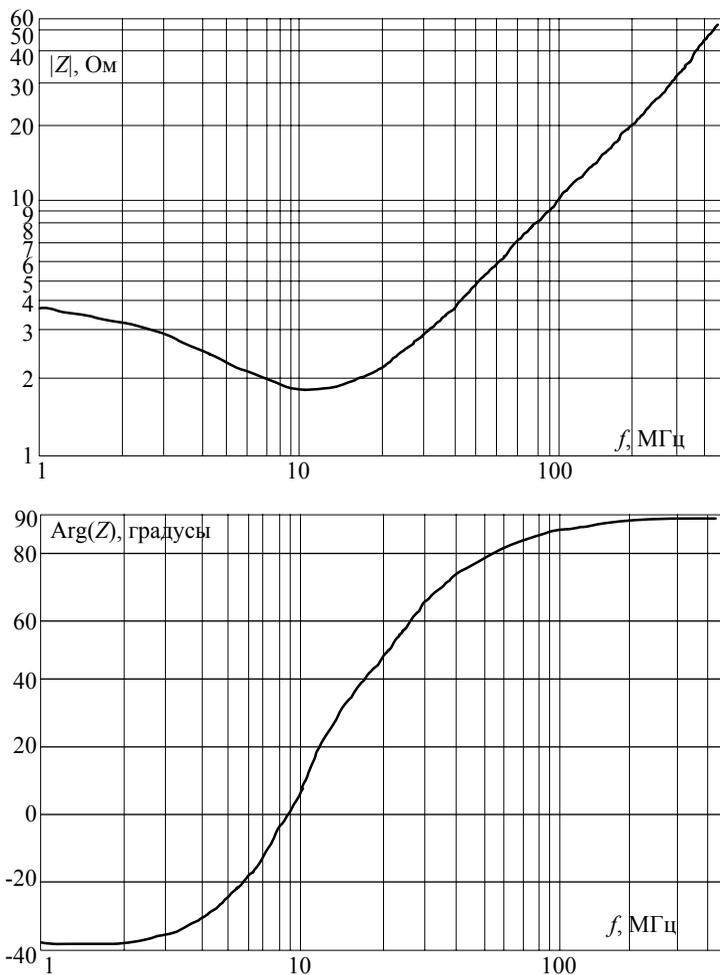


Рис. 1.24. Измеренные частотные зависимости модуля и фазы импеданса танталового конденсатора 0,15 мкФ с выводами длиной 12 мм

Как правило, резонансная частота конденсатора должна значительно превышать рабочую частоту схемы. Для конденсаторов с высокой ёмкостью достичь этого довольно трудно. Одно из простых и широко применяемых решений этой задачи заключается в подсоединении небольших высококачественных конденсаторов параллельно крупным конденсаторам. Такой метод способствует также компенсации возрастания последо-

вательного сопротивления по мере старения оксидного конденсатора и тем самым поддержанию фильтрующей эффективности схемы. Фильтрацию СВЧ-помех осуществляют проходными конденсаторами.

### 1.5.3. Индуктивности

Поведение идеальной индуктивности проиллюстрировано на рис. 1.25. Однако в реальных конструкциях могут существенно сказываться резистивные потери в проводнике, описываемые включением последовательно индуктивности  $L$  сопротивления потерь  $R_n$ . Кроме того, близкое расположение многочисленных витков проводника описывается, в первом приближении, паразитной ёмкостью  $C_n$ . Это существенно изменяет результирующий импеданс, который растёт и остаётся индуктивным лишь до частоты собственного резонанса реальной индуктивности, а затем становится ёмкостным и уменьшается (рис. 1.26).

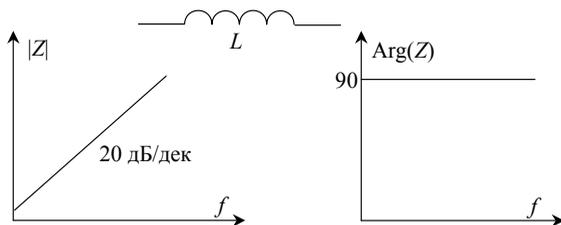


Рис. 1.25. Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеальной индуктивности

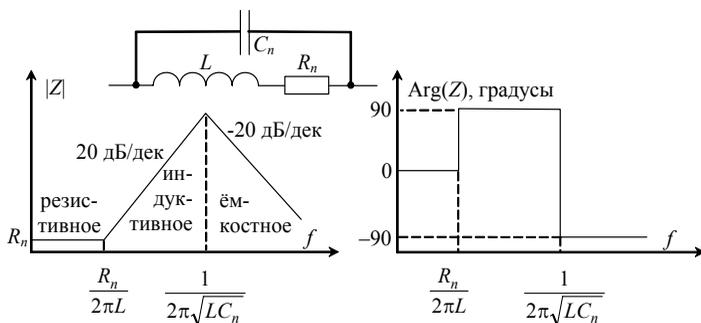


Рис. 1.26. Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реальной индуктивности

Более точные частотные характеристики можно получить измерениями. В качестве примера, результаты измерений импеданса реальной катушки индуктивности величиной 1,2 мкГн с минимальной длиной выво-

дов показаны на рис. 1.27. Видно, что импеданс катушки растет только до частоты её резонанса около 110 МГц, а после уменьшается. Такое поведение также может давать неожиданные результаты. Например, использование такой же катушки, но с большей индуктивностью может вовсе не увеличить импеданс на заданной частоте, поскольку частота резонанса при этом уменьшится и может оказаться меньше частоты сигнала.

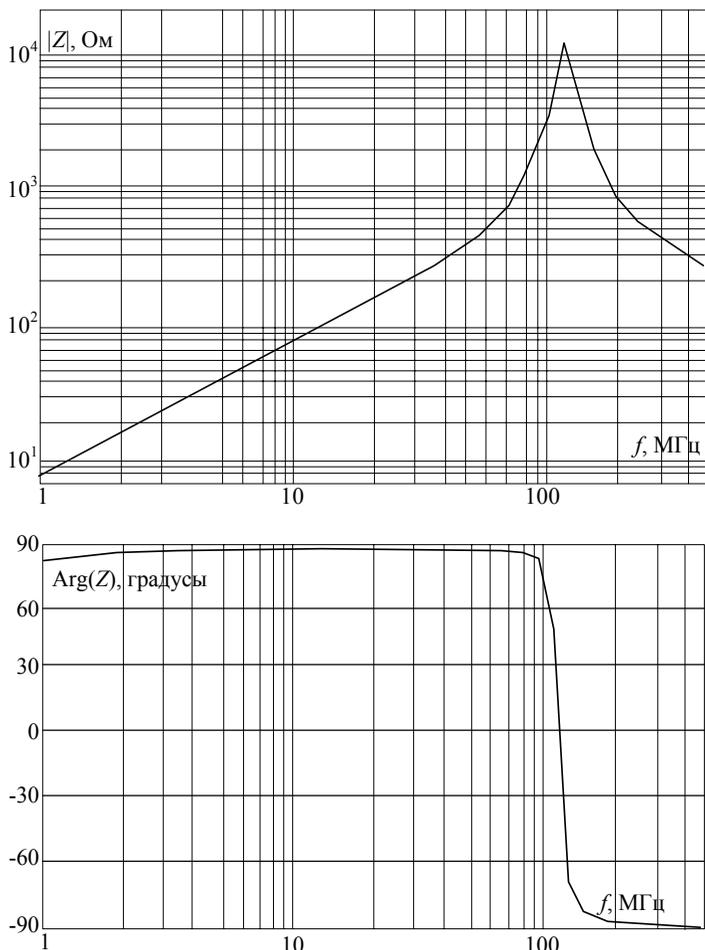


Рис. 1.27. Измеренные частотные зависимости модуля и фазы импеданса катушки индуктивности 1,2 мкГн с выводами минимальной длины

Существуют и другие проявления неидеального поведения индуктивных компонентов. Некоторые из них связаны с сердечником. Например, неэкранированные катушки индуктивности с незамкнутым магнитопроводом сердечника являются антеннами для магнитных полей. Большие токи насыщают сердечник, что приводит к выбросам напряжения и генерации гармоник сигнала. Причина этого состоит в нелинейной зависимости магнитной индукции  $B$  сердечника от напряжённости магнитного поля, создаваемого током  $I$  в обмотке с числом витков  $N$ . Это эквивалентно изменению магнитной проницаемости сердечника  $\mu$ , а значит, индуктивности катушки (рис. 1.28).

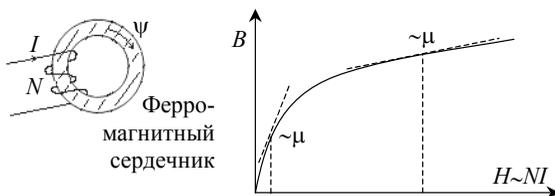


Рис. 1.28. Нелинейность магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника

Необходимо учитывать, что магнитная проницаемость сердечников из разных материалов, а также их потери сильно и очень по-разному зависят от частоты. Следует помнить, что  $\mu$  зависит и от температуры, а при нагреве до температуры Кюри (которая у каждого материала своя) материал вовсе теряет свои магнитные свойства, т.е. его относительная магнитная проницаемость падает до единицы.

Если на сердечнике не одна обмотка, т.е. в случае трансформатора, то его работу может ухудшить межобмоточная ёмкость. Её стараются уменьшать конструкторскими мерами: если у стандартных трансформаторов она составляет 10–50 пФ, то у трансформаторов с обмотками на отдельных каркасах она уменьшается до 5 пФ, а экранирование трансформаторов электростатическими экранами вокруг обмоток может снизить её до 0,001 пФ, при заделке выводов и подсоединении экранов соответствующим образом.

#### 1.5.4. Механические контакты

Широко используются компоненты с механическими контактами (выключатели, кнопки, реле, герконы, электродвигатели, различные коммутаторы и т.д.). Явление искрения при коммутации контактов известно давно. Понимание причин этого явления требует рассмотрения физики разряда между движущимися контактами, которое здесь не приводится.

Отметим лишь, что между контактами может устанавливаться *тлеющий* разряд, характеризуемый высоким напряжением и малым током, а также *дуговой* разряд, характеризуемый низким напряжением и большим током. Для того чтобы поддерживался тлеющий (дуговой) разряд, напряжение и ток между контактами должны превышать  $V_T$  и  $I_T$  ( $V_D$  и  $I_D$ ). Значения этих напряжений довольно определены, а токов – меняются. Порядки их следующие. Для контактов в воздухе при атмосферном давлении  $V_T \approx 280$  В. Типовое значение  $V_D \approx 12$  В, но в зависимости от материалов контакта (из-за испарения металла в дуге) оно находится в диапазоне 8–17 В. Типичные диапазоны токов составляют  $I_T \approx 1–100$  мА, а  $I_D \approx 100–1000$  мА. Если ток в резистивной нагрузке меньше  $I_D$ , дуги не будет, и помехоподавляющие схемы не нужны. Но у контактов, повреждённых дуговым разрядом,  $I_D$  может снизиться от исходного в 10 раз.

Механическими контактами часто управляются индуктивные нагрузки, например соленоиды, электродвигатели и т.д. Размыкание таких цепей может приводить к *прерывистому* разряду, как показано на рис. 1.29.

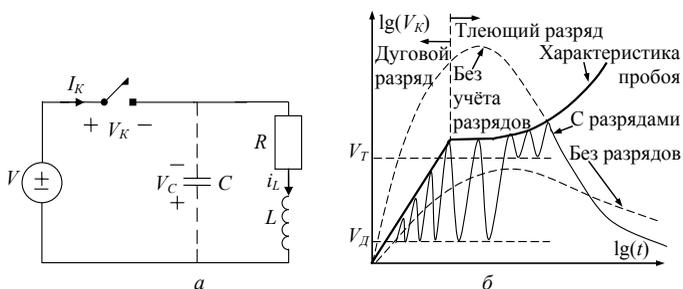


Рис. 1.29. Прерывистый разряд при размыкании цепи с индуктивной нагрузкой

Действительно, параллельно индуктивной нагрузке всегда включена паразитная ёмкость (рис. 1.29 а). Если не учитывать процессы разрядов при пробое промежутка между контактами ключа, то напряжение на ключе имело бы вид графика «без учёта разрядов» на рис. 1.29 б. Но каждый ключ имеет свою «характеристику пробоя» (рис. 1.29 б). Когда ключ замкнут, через индуктивность протекает установившийся ток  $I=V/R$ . Когда ключ размыкается, индуктивность стремится сохранить этот ток, и он протекает через ёмкость, заряжая её до напряжения обратной полярности. Напряжение, приложенное к ключу, становится равным  $V_K(t)=V_C(t)+V$  и, следовательно, возрастает, так что может превысить напряжение пробоя ключа. При этом формируется дуговой разряд, а напряжение ключа падает до  $V_D$ . Ёмкость разряжается через ключ с током разряда, ограниченным

сопротивлением и индуктивностью ключа. Если ток ключа превышает минимальный ток для установления дугового разряда, дуга держится. Если нет, то дуга гасится, и ёмкость начинает заряжаться вновь. Напряжение ключа опять превышает напряжение дугового разряда ключа, и напряжение на ключе падает до  $V_D$ . Если дуга не удерживается, ёмкость начинает заряжаться вновь. Со временем запасённая сначала энергия рассеивается, и напряжение на ёмкости сводится к нулю, так что  $V_K=V$ . Таким образом, наблюдается искрение, вызванное повторяющимся процессом нарастания (т.к. ёмкость заряжается) и быстрого спада (т.к. ёмкость разряжается) напряжения между контактами ключа (график «с разрядами» на рис. 1.29 б). С ростом расстояния между контактами, между ними может развиваться тлеющий разряд, который может удерживаться или срываться, приводя к малым изменениям высокого напряжения на ключе.

Спектр токов при искрении довольно широк, и поэтому могут быть проблемы с ЭМС. Проводники, по которым протекают эти токи, могут вызвать значительные излучения и создать помехи. Эти сигналы могут также распространяться непосредственно по проводникам, создавая потенциально более опасные воздействия, поскольку уровни сигнала могут составлять несколько сотен вольт. Кроме того, дуга разрушает контакты ключа. Осознание этих проблем привело к использованию различных мер подавления искрения в механических ключах. Основная цель этого – предотвратить формирование дуги (установившейся или прерывистой). Она достигается двумя способами: не допуская превышения напряжения на ключе более напряжения разряда, а тока – более тока разряда. Первый не даёт дуге сформироваться, а второй – удерживаться. Например, чтобы не дать дуге сформироваться, можно замедлить нарастание напряжения на ключе и уменьшить его пиковое значение (график «без разрядов» на рис. 1.29 б). Для этого параллельно ключу или индуктивной нагрузке включают достаточно большой конденсатор (рис. 1.30 а). Для ограничения тока разряда конденсатор через ключ при его замыкании последовательно конденсатору включают небольшой резистор (рис. 1.30 б).

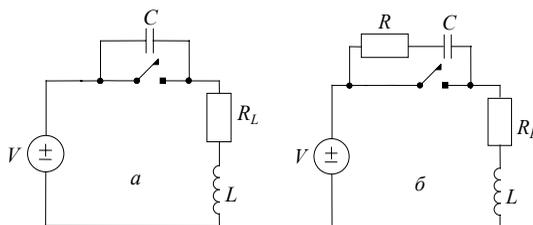


Рис. 1.30. Защита контактов ключа от искрения

Подавление искрения в ключе может осуществляться как на самом ключе, как показано выше, так и на индуктивной нагрузке, или же обоими способами. Пример использования диода на индуктивной нагрузке показан на рис. 1.31 *a*. Когда ключ размыкается, ток индуктивности замыкается через диод. Такое же включение широко используется при коммутации индуктивной нагрузки транзистором, в частности и для его защиты (рис. 1.31 *б*). Когда транзисторный ключ прерывает ток через индуктивность  $I_L$ , то всплеск напряжения на ней шунтируется диодом. Он, таким образом, подключает коллектор транзистора к источнику питания, предотвращая превышение напряжения между коллектором и эмиттером, которое может вывести из строя транзистор.

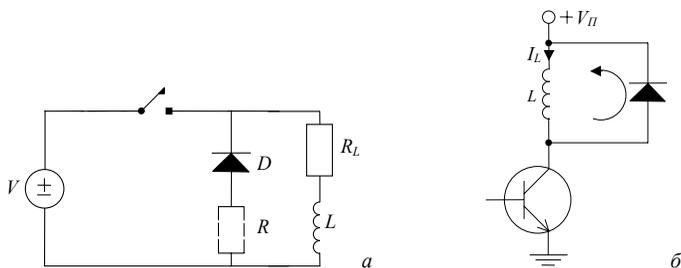


Рис. 1.31. Диодная защита в случае индуктивной нагрузки

Весьма важен способ монтажа компонентов схем защиты. Поскольку через них могут протекать довольно большие и высокочастотные токи, то они могут эффективно излучать. Поэтому надо минимизировать площадь контуров протекания этих токов. Для этого желательно размещать компоненты схем защиты как можно ближе к источнику помеховых токов.

В заключение отметим, что вопрос защиты ключей довольно обширен, поскольку существенно зависит от значений токов и напряжений коммутации, а также самих нагрузок и требуемых характеристик (например, скорости) их коммутации. Много примеров схем защиты и расчёта их параметров можно найти в соответствующей справочной литературе. Полезные практические рекомендации собраны в книгах Отта и Барнса.

## 1.6. Заземление

Сложность проектирования системы заземления заключается в том, что надо найти компромисс между множеством противоречащих друг другу требований. Так, система заземления должна: сохранять минимальный потенциал, являющийся уровнем отсчёта в аппаратуре (в ти-

пичном случае  $\pm 100$  мВ для аналоговых схем и  $\pm 200$  мВ – для цифровых); обеспечивать цепи возврата различных токов в аппаратуре; минимизировать нежелательные паразитные связи; образовывать опорные плоскости для антенн, препятствовать появлению вблизи антенн высокочастотных потенциалов; защищать людей и оборудование от грозových разрядов и неисправностей источников питания; снимать статические заряды.

Отт определяет заземление как «обладающую низким импедансом цепь возврата тока». Отсюда следует, что протекание любого тока в системе заземления приведет к разности потенциалов. Для удовлетворительной работы оборудования необходимо, чтобы эта разность потенциалов была невелика по сравнению с амплитудой сигналов. Очевидно, что выполнение этого условия будет легче, если длина заземляющих проводников будет как можно короче. При этом важно помнить, что импеданс существенно зависит от частоты протекающих токов, и что эти токи могут быть вызваны самыми разными причинами. Поэтому при проектировании системы заземления следует:

- держать импеданс заземления на как можно более низком уровне;
- контролировать токи, протекающие между различными источниками и нагрузками, особенно через общие участки системы заземления;
- не создавать замкнутых контуров заземления, чувствительных к магнитному полю.

### 1.6.1. Связь через общий импеданс земли

Схема переноса помех из цепи источника в цепь приемника за счёт общего импеданса земли показана на рис. 1.32. Как видно, импеданс  $Z_{\text{общ}}$  оказывается включенным и в цепь источника, и в цепь приемника. Поэтому падение напряжения на нём, создаваемое источником, прикладывается к цепи приемника. Согласно схеме уровень помех на нагрузке приемника

$$U_{\text{П}} \approx e_{\text{И}} \frac{Z_{\text{общ}}}{Z_{\text{И}} + Z_{\text{общ}}} \frac{Z_{\text{НР}}}{Z_{\text{Р}} + Z_{\text{НР}}}.$$

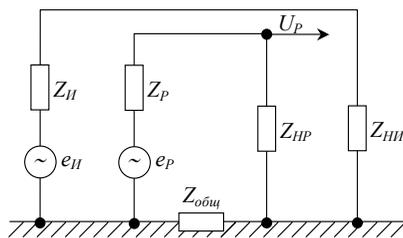


Рис. 1.32. Схема переноса помех из цепи источника (И) в цепь приемника (Р) за счёт общего импеданса земли

А вот как рассматривает аналогичный пример Пауль. В традиционном понятии «земля» – это эквипотенциальная поверхность с нулевым импедансом, и часто она рассматривается с точки зрения её работы только по постоянному току. Ни один из этих аспектов не применим к термину «земля» применительно к ЭМС. *Все проводники имеют конкретное значение импеданса; поэтому, любые токи, протекающие через эту «землю», приведут к разности потенциалов между различными точками на её поверхности из-за падения напряжения на этом импедансе!* Например, рассмотрим рис. 1.33, который показывает две подсистемы, таких как печатные платы, которые присоединены к земле (металлической поверхности, проводу, либо дорожке печатной платы). Эти подсистемы могут быть аналоговыми, цифровыми и комбинированными. В цифровых подсистемах ток источника напряжения +5 В возвращается к источнику (источник постоянного тока) через эту землю и этот ток постоянно меняется, когда логические устройства переключаются. В аналоговых подсистемах этот ток может состоять из узкополосных сигналов низкой или высокой частоты, а также из широкополосных сигналов, которые создают искрящиеся щетки электродвигателя постоянного тока. Аналоговые сигналы так же возвращаются к своему источнику по цепи возврата. Они часто имеют свои, выделенные пути возврата или «земли», которые отличаются от путей возврата цифровых сигналов, хотя это не всегда так. Все-таки, в целях иллюстрации, допустим, что земля или путь возврата подсистемы 2 подсоединены к земле подсистемы 1, как показано, и обе подсистемы, следовательно, совместно используют один и тот же путь возврата. Обратный ток  $I_2$  подсистемы 2 объединяется с обратным током подсистемы 1, и оба проходят через общий импеданс земли  $Z_{G1}$ , создавая падение напряжения  $Z_{G2}(I_1+I_2)$  на этой части пути возврата. Отметим, что в  $I_2$  содержатся изменения сигнала подсистемы 2, и поэтому они отражены в падении напряжения  $Z_{G2}I_2$ . Таким образом, напряжение точки заземления подсистемы 1 изменяется пропорционально сигналам в подсистеме 2. Поэтому сигналы в подсистеме 2 будут влиять на сигналы подсистемы 1 в силу этого ненулевого импеданса земли и совместного использования обоими сигналами общего пути возврата. Аналогично, напряжение точки заземления для подсистемы 2 равно  $Z_{G1}I_1+(Z_{G1}+Z_{G2})I_2$ . Таким образом, точка заземления для подсистемы 2 отражает сигналы подсистемы 1, которые накладываются на неё через  $Z_{G1}$ . Это часто называется *связью через общий импеданс* и иллюстрирует важность неидеального поведения импеданса земли.

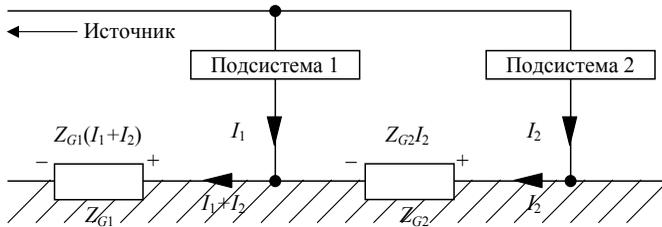


Рис. 1.33. Иллюстрация связи через общий импеданс

### 1.6.2. Влияние индуктивности проводника земли

Часто ошибочно считают, что импеданс земли – это его сопротивление на постоянном токе или низкой частоте. Однако на частотах ограничений на излучаемые эмиссии 30 МГц–1 ГГц сопротивление проводников, даже с учётом скин-эффекта, незначительно по сравнению с индуктивностью проводника! Например, рассмотрим одножильный провод радиусом 0,16 мм, сопротивление которого постоянному току равно  $2,1 \cdot 10^{-3}$  Ом/см, а сопротивление переменному току частотой 100 МГц равно  $25,9 \cdot 10^{-3}$  Ом/см. Увеличение радиуса провода до 0,41 мм уменьшит сопротивление лишь не намного (до  $3,3 \cdot 10^{-4}$  Ом/см на постоянном токе и до  $10,0 \cdot 10^{-3}$  Ом/см на 100 МГц). Поэтому толщина провода не уменьшает его сопротивление на высокой частоте значительно. Однако его индуктивность порядка 5,9 нГн/см даёт на частоте 100 МГц импеданс 3,7 Ом/см, что гораздо больше сопротивления по постоянному току.

Теперь рассмотрим воздействие этой индуктивности цепи возврата на цифровые сигналы. Рассмотрим типовой двухтактный выход ТТЛ вентиля, показанный на рис. 1.34. Всё, что к нему подключено, в т.ч. все паразитные ёмкости межсоединений, представим сосредоточенной емкостью  $C_{LOAD}$ . При высоком уровне на выходе транзистор  $Q_1$  открыт, а  $Q_2$  закрыт, а при низком – наоборот. Во время перехода с низкого уровня к высокому  $C_{LOAD}$  заряжается, как показано на рис. 1.34. Когда вентиль выключается,  $Q_1$  закрывается, а  $Q_2$  открывается, так что  $C_{LOAD}$  разряжается через  $Q_2$ . Это объясняет, почему время нарастания двухтактных выходов ТТЛ схем обычно больше, чем время спада (рис. 1.34): постоянная времени заряда равна  $(R+R_{LOAD})C_{LOAD}$ , а разряда –  $R_{LOAD}C_{LOAD}$ , где  $R_{LOAD}$  – эквивалентное сопротивление, отражающее входное сопротивление нагрузки и сопротивление межсоединений. (Сюда входят сопротивления насыщения транзисторов, но мы не учитываем их здесь, так как они обычно малы). Во время перехода от низкого уровня к высокому ток потребляется от источ-

ника через индуктивность линии питания +5 В и возвращается через индуктивность линии возврата к источнику. Во время перехода от высокого уровня к низкому ток разряда емкости проходит через индуктивность «соединения с землей» между вентилем и нагрузкой. Эти резкие изменения тока через индуктивности создают падения напряжения на них. При этом процессе возникает и другой, особенно опасный ток. При переходе из одного состояния в другое, в течение короткого времени оба транзистора  $Q_1$  и  $Q_2$  открыты, в результате чего от источника через оба транзистора и обратно к источнику протекает так называемый «сквозной ток». Он ограничен только импедансом через путь  $Q_1$ – $Q_2$ , и может быть довольно большим (порядка 50 мА) с очень малыми временами нарастания и спада. Рассмотрим напряжение, создаваемое на индуктивности цепи возврата или провода заземления,  $L_{GND}$ , между вентилем и его нагрузкой. Ток через индуктивность (он же течёт через  $C_{LOAD}$ ), по существу, приблизительно равен  $I_{GND} = C_{LOAD} dV_{LOAD}/dt$ , с показанной формой. Поскольку  $I_{GND}$  пропорционален скорости изменения  $V_{LOAD}$ , то получатся его всплески в момент каждого изменения состояния вентиля. Падение напряжения на индуктивности земляного проводника приблизительно равно  $V_{GND} = L_{GND} dI_{GND}/dt = C_{LOAD} L_{GND} d^2 V_{LOAD}/dt^2$ . Поскольку  $V_{GND}$  пропорционально скорости изменения  $I_{GND}$ , то получатся его биполярные импульсы в момент каждого изменения состояния вентиля. Пусть ёмкость нагрузки 10 пФ и напряжение изменяется на 3 В за 5 нс. Это приведет к току через землю в 6 мА, который будет иметь нарастание/спад меньше, чем исходное напряжение, пусть 1 нс. Допустим, что полная длина земляного провода 12,5 см, с типовой величиной 6 нГн/см, тогда его индуктивность около 75 нГн. Это даст падение напряжения на земляном проводнике 0,45 В.

Последствия этого могут быть серьезными. Так, удвоение длины земляного проводника даст падение напряжения близкое к запасу помехоустойчивости ТТЛ. Когда переключаются несколько вентилях, то индуктивность обратных проводников может создать ложное логическое переключение, так как опорные напряжения двух вентилях могут различаться на запас помехоустойчивости. К аналогичному результату может привести просто заземление одного из входов вентиля. Похожие эффекты возникают на проводе источника +5 В. Может быть опасно и излучение: если экран кабеля присоединён к точке, кажущейся «спокойным заземлением», то этот экран может излучать как очень эффективная антенна.

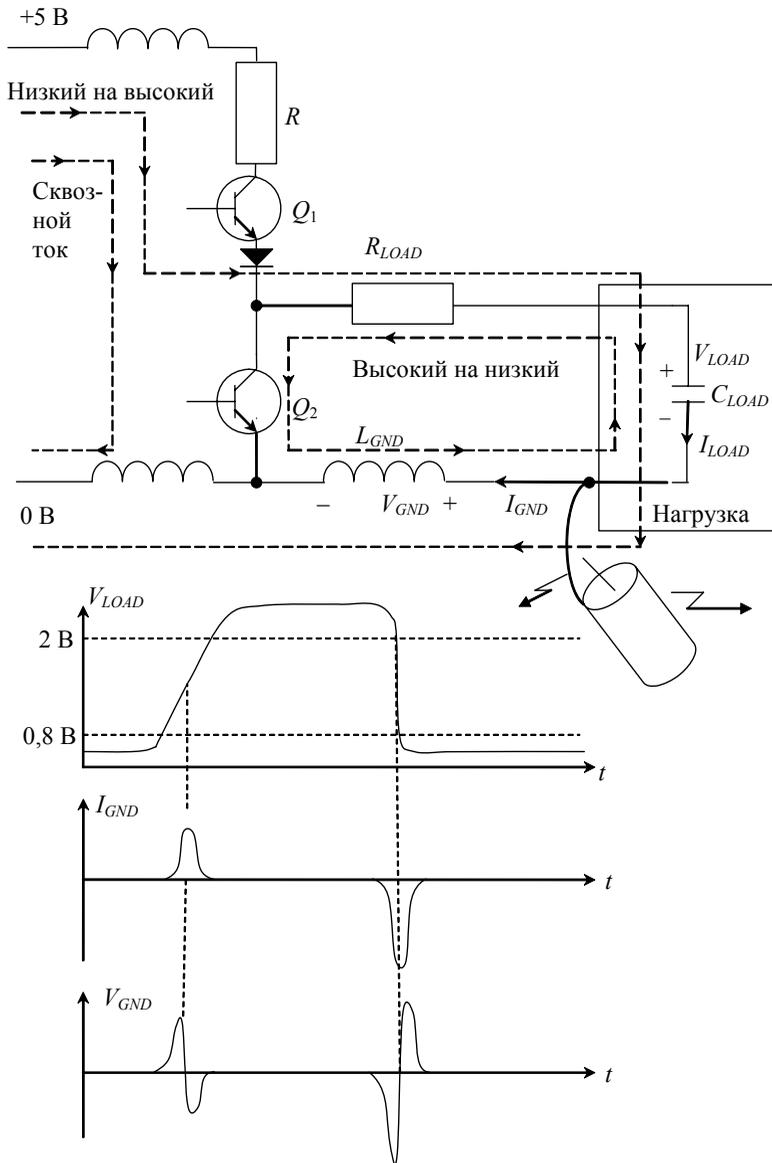


Рис. 1.34. Иллюстрация влияния индуктивности проводника на напряжение на земле

### 1.6.3. Системы заземления

Все цепи заземления можно разбить на несколько групп. Они показаны в табл. 1.3.

Т а б л и ц а 1.3

**Обозначения и названия цепей заземления**

Обозначение	Название	Цепи
	Сигнальная земля или схемная земля	Цепи возврата сигнальных токов
	Силовая земля	Цепи возврата постоянных токов
	Корпусная земля	Цепи возврата переменных силовых токов и экранирующие корпуса

Можно изолировать друг от друга цепи возврата сигнальных токов, цепи возврата постоянных токов питания и цепи возврата переменных токов питания и построить систему заземления из трёх независимых контуров, сходящихся в одной точке. Такой подход позволяет оптимизировать каждую заземляющую цепь в отдельности. Например, цепи заземления схем распространения сигналов должны иметь низкий импеданс в диапазоне частот до нескольких мегагерц и выше (в зависимости от спектра сигналов), и по ним, как правило, течёт малый ток. Заземляющая цепь источников питания постоянного тока должна быть рассчитана на низкий импеданс, но значительно более высокий ток. А заземления источников питания по сети переменного тока (корпусная земля) должны иметь низкий импеданс вблизи частоты 100 Гц и выдерживать ток в сотни ампер.

В очень редких случаях независимые контуры заземления могут не соединяться. Такая схема с плавающим заземлением, применяемая для чрезвычайно чувствительных схем, показана на рис. 1.35. Она требует хорошей изоляции схемы от корпуса (высокого сопротивления и низкой ёмкости), а иначе оказывается малоэффективной. В качестве источников питания схем используются солнечные элементы или батареи, а сигналы должны поступать и покидать схему через трансформаторы или оптроны. Иногда точки сигнального и корпусного заземления соединяют высокоомным резистором, по которому стекают статические заряды.



Рис. 1.35. Схема с плавающим заземлением

На рис. 1.36 показана схема заземления в одной (общей) точке. Каждая отдельная схема и каждый экран имеют свой отвод к общей точке. Каждое основание или каждая стойка соединяются с монтажной панелью с помощью одного проводника. При таком подходе исключается паразитная связь через общий импеданс (рис. 1.32) и уменьшается вероятность образования паразитных контуров. Однако одноточечная система заземления часто оказывается конструктивно очень громоздкой и дорогой, поскольку число проводников и их длины могут быть довольно большими. Заземление в одной точке очень эффективно до частот 1 МГц, а если система заземления имеет малый размер ( $<0,05\lambda$ ), то – до 10 МГц. На более высоких частотах, особенно для чувствительных аналоговых схем, её применение затруднено, поскольку индуктивности заземляющих проводников значительно увеличивают импеданс земли и увеличиваются индуктивные и ёмкостные связи между этими проводами. Тем не менее, в большинстве военных и космических устройств используются подобные заземления в одной точке.

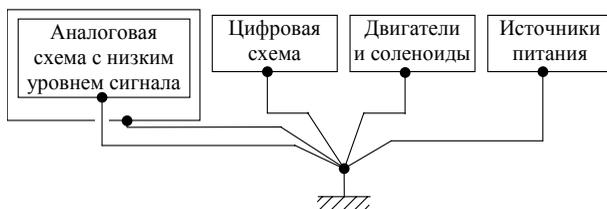


Рис. 1.36. Одноточечная система заземления

На рис. 1.37 показана модифицированная система заземления в общей точке. Схемы с близким уровнем помех соединены вместе, причём наиболее чувствительные схемы расположены как можно ближе к общей точке. Такой принцип заземления уменьшает общее число необходимых проводов заземления, незначительно повышая паразитную связь через общий импеданс. Когда печатная плата имеет отдельные заземляющие цепи для аналоговых и цифровых узлов, их следует соединить по встречно-параллельной схеме (диоды  $CR1$  и  $CR2$  на рис. 1.37) для защиты печатной платы от статического электричества, когда она не установлена в систему.

На рис. 1.38 показана многоточечная система заземления. Отдельные схемы и участки корпуса соединены многочисленными короткими ( $<0,1\lambda$ ) перемычками, чтобы свести к минимуму стоячие волны. Подобный метод обычно применяют для высокочастотных схем (более 10 МГц) с близким уровнем помех. Такая заземляющая система требует тщатель-

ного контроля, создаёт многочисленные паразитные контуры и её не рекомендуется использовать для чувствительных схем. Однако её широко используют, подключая функциональные узлы аппаратуры в точках, ближайших к опорной земле, в качестве которой применяется заземляющая поверхность с малым импедансом: металлическое шасси, слой многослойной печатной платы, металлизация пластмассового корпуса и т.д.

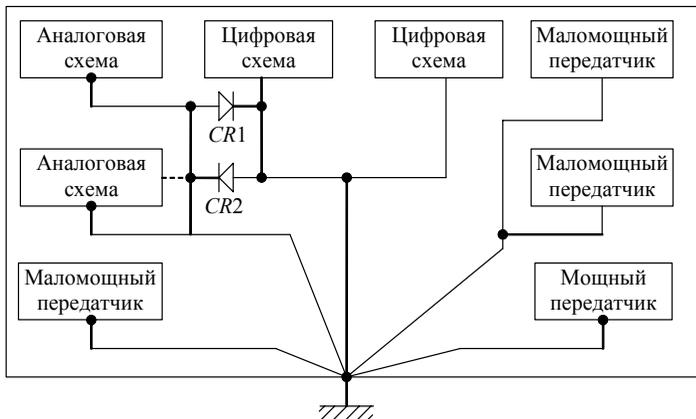


Рис. 1.37. Модифицированная одноточечная система заземления

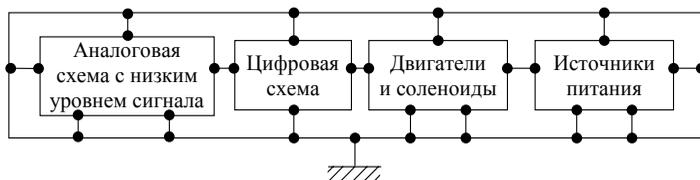


Рис. 1.38. Многоточечная система заземления

На рис. 1.39 показаны комбинированные заземляющие системы, представляющие собой сочетания одноточечной, многоточечной и плавающей заземляющих систем. На рис. 1.39 *а* показана схема заземления с общей точкой в сочетании с многоточечным заземлением цифровых логических интегральных схем. На рис. 1.39 *б* катушка индуктивности ( $\approx 1$  мГн) служит развязкой между высокочастотными схемами и корпусом и одновременно обеспечивает стекание статических зарядов. На рис. 1.39 *в* конденсаторы, отстоящие друг от друга на расстоянии  $0,1\lambda$  вдоль изолированного кабеля, предотвращают появление высокочастотных стоячих волн и низкочастотных паразитных контуров. При использовании двух послед-

них вариантов заземления нужно быть очень внимательным, чтобы исключить резонансные явления в заземляющей системе из-за наличия в ней паразитных ёмкостей и индуктивностей.

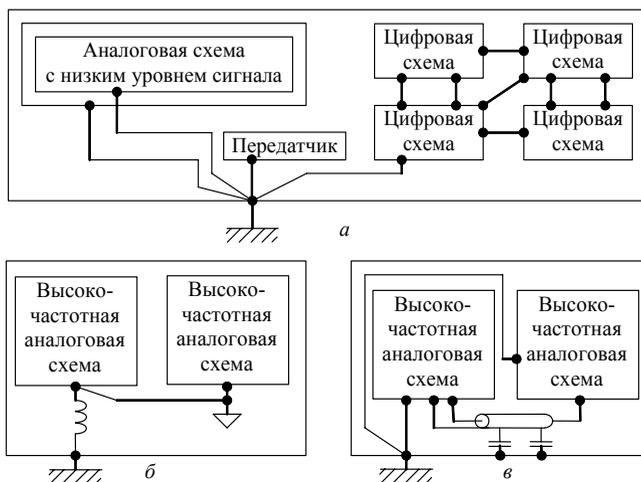


Рис. 1.39. Комбинированные системы заземления

Очень популярно, но в то же время требует много хлопот заземление в виде гирлянды (рис. 1.40). В нем помехи можно ослабить, если цепи с высоким уровнем помех расположить в одной гирлянде (в порядке: цепи с незначительным уровнем помех, цепи с более высоким уровнем помех, цепи с максимальным уровнем помех, корпус), а чувствительные цепи расположить в другой гирлянде (в порядке: чувствительные схемы, более чувствительные схемы, самые чувствительные схемы, корпус).



Рис. 1.40. Система заземления в виде гирлянды

### 1.6.4. Паразитные контуры заземления

В частном, но очень частом случае большой удалённости нагрузки от источника при заземлении цепи с обоих концов образуется контур заземления. В различных случаях он может приводить к влиянию помех различного рода. Например, когда через него протекают синфазные токи,

потенциалы земли источника и земли нагрузки оказываются разными. Этот контур можно разорвать, применив развязывающий трансформатор (рис. 1.41 *a*). Трансформаторы обеспечивают удовлетворительную развязку до частот 5–10 МГц. Для более надёжной развязки следует использовать трансформатор с электростатическим экранированием, причём заземлять экран у нагрузки. Если между источником и нагрузкой требуется связь по постоянному току, то можно применить синфазный дроссель, представляющий высокий импеданс для синфазных токов и низкий – для токов полезного сигнала (рис. 1.41 *б*). Другой способ разрыва контура заземления осуществляется оптроном (рис. 1.41 *в*). Схемы такого типа почти полностью снимают проблемы из-за разности потенциалов земли, поскольку связь между источником и нагрузкой осуществляется лишь через световой поток. Оптроны особенно подходят и давно используются для цифровых сигналов. В последнее время очень широко используются волоконно-оптические линии связи, и одной из причин этого является и развязка по контуру заземления.

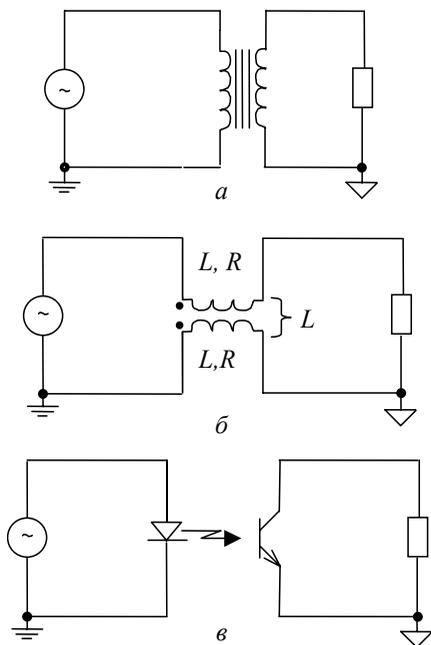


Рис. 1.41. Способы разрыва паразитных контуров в системах заземления: трансформатором (*a*); синфазным дросселем (*б*); оптроном (*в*)

## 1.7. Экранирование

Экранирование является основным средством ослабления электромагнитных помех из-за излучения. Конструкции, реализующие это ослабление, называют экранами. Они применяются для отдельных элементов, узлов, блоков и устройств, которые могут быть либо источниками, либо рецепторами помех. Как правило, экранирование удорожает изделие, поэтому *необходимость экранирования должна быть обоснована и рассматриваться только после того, как полностью исчерпаны методы оптимальной компоновки аппаратуры.*

Действие экрана оценивают в децибелах эффективностью экранирования  $SE$  (shielding effectiveness) как  $SE=20\lg|E/E_0|$  или  $SE=20\lg|H/H_0|$ , где  $E_0$  ( $H_0$ ) – напряжённость электрического (магнитного) поля в заданной точке защищаемого пространства при наличии экрана, а  $E$  ( $H$ ) – напряжённость электрического (магнитного) поля в той же точке без экрана. Номинальное значение эффективности экранирования рассчитывается, исходя из требуемого подавления электромагнитных помех, и определяется конкретными условиями работы проектируемой аппаратуры. По этому значению определяются материал, геометрические размеры экрана и условия размещения элементов внутри него.

### 1.7.1. Ближняя и дальняя зоны

В решении задач ЭМС, и экранирования в частности, важно правильно определить характер поля источника излучения. Для этого полезны понятия ближней и дальней зоны распространения электромагнитной энергии с удалением от источника. Если источник размером  $l$  излучает электромагнитное поле с длиной волны  $\lambda$  и расстояние от источника до заданной точки равно  $r$ , то при  $l \ll \lambda$  граница зон приблизительно определяется величиной  $kr=2\pi r/\lambda$ . Если  $2\pi r/\lambda < 1$ , то можно полагать, что точка находится в ближней зоне, если  $2\pi r/\lambda > 2$ , то – в дальней, а при  $1 < 2\pi r/\lambda < 2$  – в промежуточной. Конечно, изменяющиеся электрическое и магнитное поля всегда существуют вместе, но, в зависимости от источника и расстояния от него, их соотношение, определяемое величиной  $Z=E/H$ , может быть разным. Если в источнике протекает значительный ток при малом напряжении, то в ближней зоне преобладает магнитное (низкоомное) поле. Если же в источнике протекает малый ток при относительно большом напряжении, то в ближней зоне преобладает электрическое (высокоомное) поле. Поле в дальней зоне, от любого источника, называют электромагнитным или плоской волной; для него  $Z=120\pi \approx 377$  Ом (рис. 1.42).

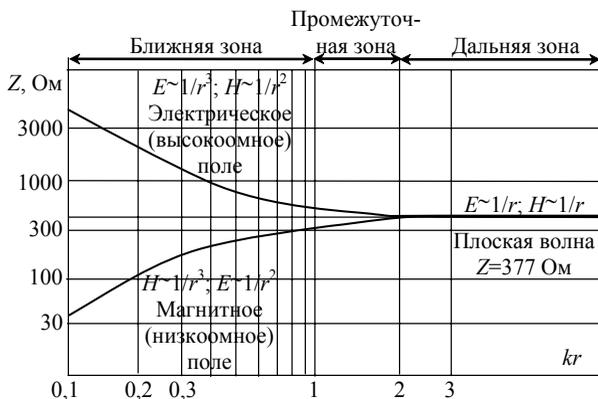


Рис. 1.42. Волновые сопротивления поля различных источников

Таким образом, определение зоны и характера источника поля позволяет принимать более эффективные меры для уменьшения помех (например, учитывая, что электрическое поле ближней зоны влияет на рецептор через паразитную ёмкостную связь с источником, а магнитное – через индуктивную, или выбирая соответствующий полю экран).

### 1.7.2. Экранирование металлической пластиной

Для оценки возможностей экранирования в реальных случаях полезно рассмотреть упрощённый случай перпендикулярного падения электромагнитной волны на находящийся на расстоянии  $r$  от источника волны лист толщиной  $t$  из металла с магнитной проницаемостью  $\mu$  и удельной электрической проводимостью  $\sigma$ . При падении волны на границу воздух-металл часть её отражается, а оставшаяся часть распространяется в металле, ослабляясь при этом из-за потерь в металле. Дойдя до границы металл-воздух, волна опять испытывает отражение, и часть её выходит из металла, а отражённая часть распространяется в обратном направлении, испытывая многочисленные переотражения в стенке металла. Таким образом, эффективность экранирования, в дБ, складывается из трёх слагаемых  $SE=A+R+B$ , где  $A$  – затухание за счёт поглощения, вызванное тепловыми потерями от возбуждаемых вихревых токов в металле,  $R$  – затухание за счёт отражения основной волны от границ раздела воздух-металл и металл-воздух,  $B$  – затухание за счёт многократных внутренних переотражений оставшейся части волны в стенке металла (это слагаемое отрицательно, поскольку в результате каждого переотражения часть волны всё же проникает за экран). Вычислить эти величины можно по формулам

$$A = 8,69|k|t\sqrt{2},$$

$$R = 20 \lg \left| \frac{(Z_D + Z_M)^2}{4Z_D Z_M} \right|,$$

$$B = 20 \lg \left| 1 - \left[ \frac{Z_D - Z_M}{Z_D + Z_M} \right]^2 \exp(-2kt) \right|,$$

где  $|k| = \sqrt{\omega\mu\sigma}$ ,  $|Z_M| = \sqrt{\omega\mu/\sigma}$ , а  $Z_M$ , в зависимости от вида поля источника, определяется по следующим формулам:

$$Z_D = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \quad \text{— для электромагнитного поля;}$$

$$Z_D = \omega\mu_0 r \quad \text{— для магнитного поля;}$$

$$Z_D = \frac{1}{\omega\mu_0 r} \quad \text{— для электрического поля.}$$

Отметим, что в общем случае вклад каждого из этих слагаемых сильно различается для разных значений параметров, и, чтобы оценить результирующее значение  $SE$  для конкретного поля, металла или частоты, лучше всего выполнить вычисления по этим формулам, например, в системе Mathcad. Всё же для примера некоторые частотные зависимости  $SE$  показаны на рис. 1.43.

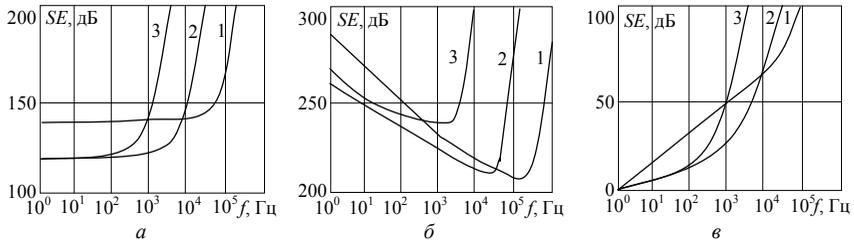


Рис. 1.43. Частотная зависимость эффективности экранирования пластиной из немагнитного и магнитного металлов толщиной  $t=1$  мм на расстоянии от источника  $r=1$  м (1 – медь; 2 – сталь,  $\mu_r=100$ ; 3 – сталь,  $\mu_r=1000$ ) для поля: электромагнитного (а); электрического (б); магнитного (в)

### 1.7.3. Экранирование магнитного поля

В ближней зоне узлов и элементов РЭА с большими токами и малыми напряжениями создаются электромагнитные поля с преобладанием магнитной составляющей. При этом помехи определяются магнитной ин-

дукцией. Преимущественное влияние магнитных полей имеется также в случае, если рецептор не восприимчив к электрической составляющей или последняя много меньше за счёт свойств излучателя или соответствующей поляризации электромагнитного поля помех.

Как видно из рис. 1.43 в, хорошее экранирование металлической пластиной статического или низкочастотного магнитного поля, создающего помеху, выполнить очень трудно. Между тем, в некоторых применениях это необходимо. Источниками таких полей могут быть, например, индуктивные элементы аппаратуры или силовые кабели с большими токами промышленной частоты.

В этих случаях, прежде всего надо постараться ослабить влияние магнитной связи:

1. Компоновать цепи рецепторов помех в плоскости, параллельной направлению воздействующего помехонесущего магнитного потока.

2. Максимально разносить цепи рецепторов и источников помех, что снижает напряжённость помехонесущего магнитного поля в местах расположения восприимчивых цепей аппаратуры.

3. Уменьшать площадь контура рецептора помех.

4. Применять витые пары прямого и обратного проводников, где компенсируются токи, наводимые магнитным полем в соседних витках.

Если применение указанных мер ограничено, то требуемое ослабление помех достигается магнитным экранированием.

При магнитоэстатическом экранировании (т.е. магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами или токами) происходит замыкание магнитного поля экраном вследствие его повышенной магнитной проводимости. Экран из немагнитного материала (медь, латунь, алюминий) не оказывает на магнитоэстатическое поле никакого влияния, и поэтому эффективность экранирования будет равна нулю. Экран из ферромагнитного материала (пермаллой, сталь) с большим значением  $\mu_r$  замыкает основную часть магнитного потока на стенки экрана, имеющего меньшее магнитное сопротивление, чем воздушное пространство, занятое экраном. При этом эффективность магнитоэстатического экранирования будет тем выше, чем выше  $\mu_r$  и толщина экрана, а также чем меньше в нём стыков, швов и разрезов *поперёк* направления линий магнитной индукции. Поэтому если они есть, то должны быть *параллельны* линиям магнитной индукции. Заземление экрана не влияет на эффективность его магнитоэстатического экранирования.

Действие металлического экрана в переменном высокочастотном магнитном поле основано на использовании явления электромагнитной ин-

дукции, приводящего к образованию ЭДС, вызывающей вихревые токи в экране, которые создают вторичное магнитное поле, направленное встречно помехонесущему полю в защищаемой экраном области. Следовательно, если в переменное магнитное поле поместить цилиндрический экран так, чтобы направление его оси совпадало с направлением линий магнитной индукции, то в нём, как в короткозамкнутом витке, согласно закону электромагнитной индукции наводится ЭДС, создающая переменный ток, магнитное поле которого направлено внутри цилиндра встречно, а за его пределами – в ту же сторону, что и возбуждающее поле. Результирующее поле оказывается ослабленным внутри экрана и усиленным вне его, т.е. происходит вытеснение поля из защищаемой экраном области во внешнюю область пространства, а следовательно, и экранирование.

Объектом защиты от помех магнитного поля часто являются устройства с электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ), например видеомониторы, которые всё ещё применяются в некоторых системах, в том числе критических. Магнитное поле вызывает отклонение луча ЭЛТ, что приводит к искажению информации. Так, увеличение переменного магнитного поля от 0 до 50 мкТл вызывает линейное увеличение отклонения луча от 0 до 9 мм. Примеры влияния на строки видеомонитора статического и переменного магнитных полей показаны на рис. 1.44 и 1.45 соответственно.

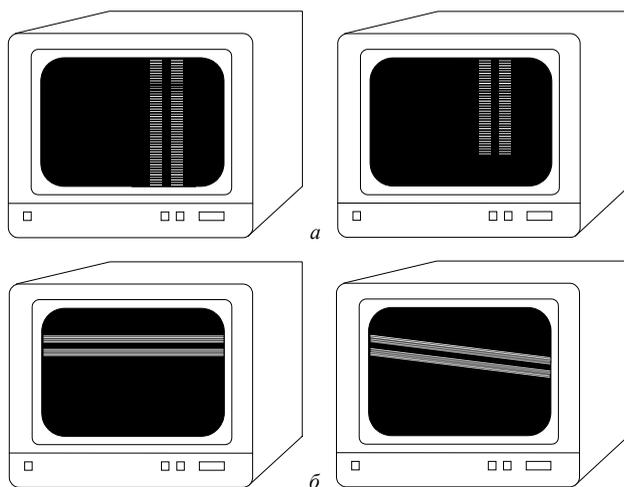


Рис. 1.44. Типичные искажения на экране из-за статического поля (слева без помехи, справа с помехой): смещение строк (вверх) в статическом поперечном поле (а); отклонение строк от горизонтального направления в статическом продольном поле (б)

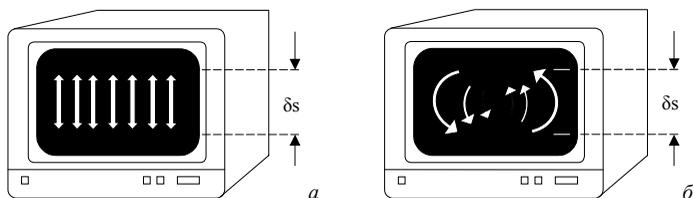


Рис. 1.45. Типичные искажения на экране из-за переменного магнитного поля: одинаковое по ширине экрана изменение вертикальной составляющей скорости в поперечном поле (а); возрастание к краям экрана горизонтальной и вертикальной составляющих скорости в продольном поле (б)

Для защиты видеомониторов используют экраны в виде кожухов, как правило, цилиндрической формы, сделанные из листового материала толщиной около 1 мм с высокой магнитной проницаемостью. Материалом являются различные пермаллоевые сплавы. Например, при относительно слабых полях используют мюметалл, а при полях более 1 мТл используют сплавы PERMENORM, имеющие среднюю проницаемость, но меньшее насыщение. Примеры частотных характеристик эффективности экранирования магнитного поля экранами мониторов показаны на рис. 1.46.

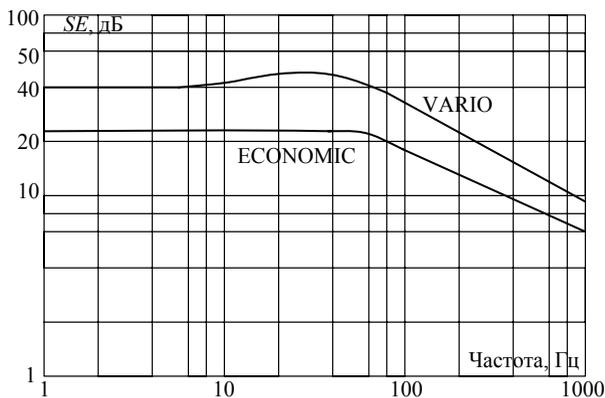


Рис. 1.46. Частотные характеристики эффективности экранирования экранов монитора двух видов: дешевого и лёгкого (ECONOMIC); с регулируемой выдвигающей передней частью, улучшающей экранирование (VARIO)

В заключение вопроса экранирования низкочастотного магнитного поля отметим, что для этой цели применяют и активное экранирование [12]. Его идея заключается в том, что в защищаемом пространстве располагаются датчики составляющих вектора магнитного поля и создаётся магнитное поле, компенсирующее поле помехи.

### **1.7.4. Экранирование электрического поля**

В ближней зоне узлов и элементов РЭА с большими напряжениями и малыми токами создаются электромагнитные поля с преобладанием электрической составляющей. При этом помехи определяются электрической индукцией, приближённо определяемой эквивалентной ёмкостью связи. Для ослабления этой связи можно:

- 1) максимально разносить цепи рецептора и источника помех;
- 2) компоновать цепи источника и рецептора помех, минимизируя ёмкость связи, например, располагая помехонесущие и помеховосприимчивые провода под углом, близким к  $90^\circ$ ;
- 3) уменьшать размеры цепей источника и рецептора помех;
- 4) применять дифференциальное включение рецептора помех, что практически позволяет значительно ослабить влияние ёмкостных синфазных помех;
- 5) применять компенсацию помех путем включения дополнительного источника противофазного сигнала помехи.

Если возможность применения указанных мер при проектировании аппаратуры ограничена, то для обеспечения требуемого ослабления помех необходимо прибегнуть к экранированию электрического поля. Оно основано на замыкании силовых линий помехонесущего электрического поля на металлический экран, соединённый с корпусом аппаратуры или землёй. Экранирующий эффект заземлённого металлического экрана заключается в замыкании большей части ёмкости связи между экранируемыми элементами конструкции на корпус прибора.

### **1.7.5. Коэффициент экранирования коаксиальных кабелей**

Коаксиальные кабели применяются очень широко для передачи высокочастотных сигналов. С точки зрения ЭМС одним из важных параметров кабеля является коэффициент экранирования, характеризующий степень влияния внешнего электромагнитного поля на сигнал, распространяющийся в кабеле, или наоборот, излучение части энергии этого сигнала. Коэффициент экранирования сильно зависит от внешней металлической оплётки коаксиального кабеля. Примеры частотных характеристик современных итальянских кабелей CAVEL, измеренные «методом триаксиальной трубы», наглядно показывают влияние оплётки (рис. 1.47). Как видно, у самой редкой оплётки (39%) самое малое экранирование, и высокая плотность оплётки (94%) увеличивает его на 10–20 дБ. Добавление к редкой оплётке экрана из фольги (оплётка+фольга) значительно улучшает экранирование, особенно на высоких частотах. Однако для увели-

чения экранирования на средних частотах необходимо увеличение плотности оплётки (DG серия), а ещё большее экранирование даёт дополнительный экран из фольги, т.е. тройной экран: фольга+оплётка+фольга (TS серия).

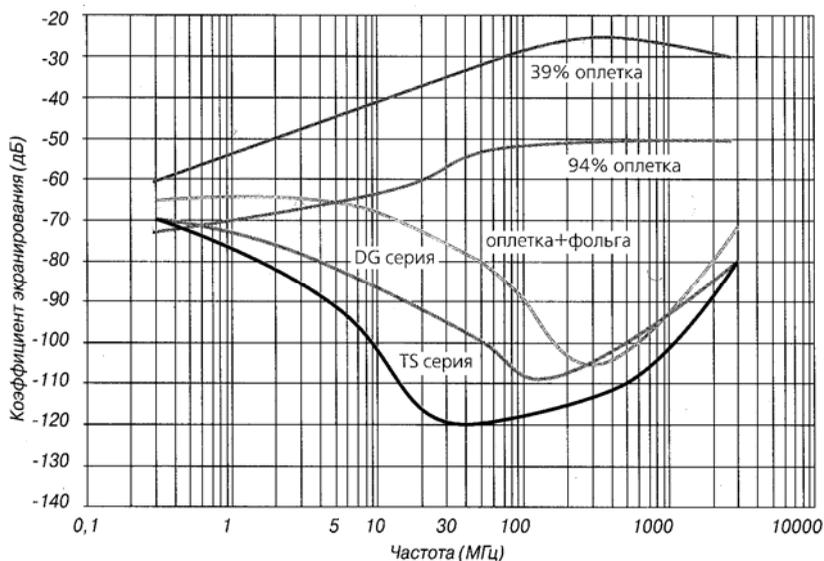


Рис. 1.47. Частотные характеристики коэффициента экранирования различных коаксиальных кабелей

### 1.7.6. Подсоединение экрана коаксиального кабеля

Большое значение имеет подсоединение экрана коаксиального кабеля. Лучше всего, если оно осуществляется с минимальным нарушением целостности экрана, т.е. через коаксиальный разъём. Но часто это затруднительно или невозможно, и прибегают к подсоединению экрана к земле источника и нагрузки проводами. Экспериментальная структура для оценки влияния длины этих проводов на величину перекрёстной наводки на ближнем конце кабеля показана на рис. 1.48. А результаты измерений наводки при длинах проводов 0,5; 3; 8 см для  $R=50$  Ом и  $R=1000$  Ом приведены на рис. 1.50 *а, б* соответственно. Видно, что удлинение неэкранированной части кабеля увеличивает наводку на высоких частотах, а при высокоомных нагрузках – и на низких.

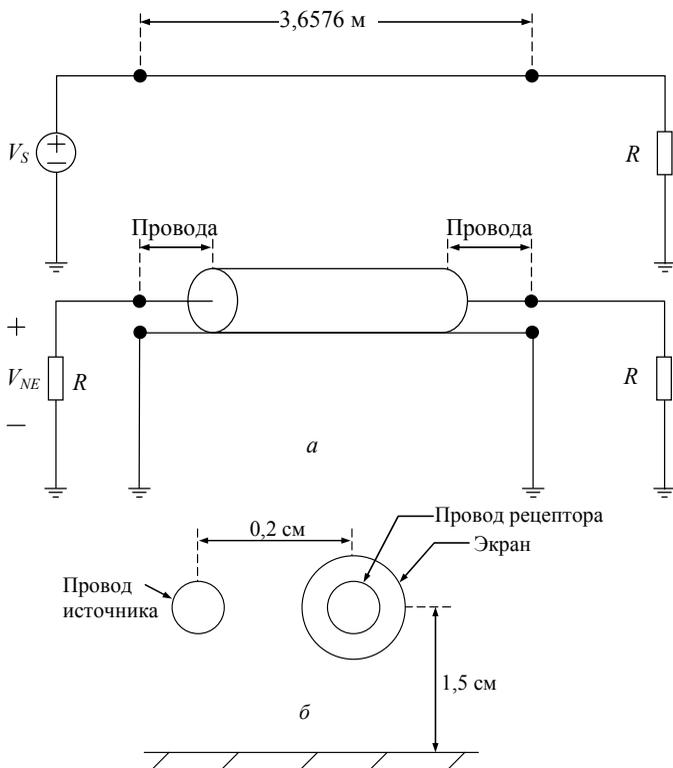


Рис. 1.48. Эксперимент, иллюстрирующий влияние проводов от экрана на перекрёстную наводку: общий вид (а); поперечное сечение (б)

### 1.7.7. Витая пара

Как отмечалось, уменьшение влияния магнитного поля можно достичь свиванием прямого и обратного проводов приемника. Экспериментальная структура для иллюстрации эффективности или неэффективности свивания пары проводов на уменьшение перекрёстной наводки на ближнем конце этой пары показана на рис. 1.49. А результаты измерений наводки для случаев витой и невитой пары для  $R=1000, 50, 1$  Ом приведены на рис. 1.51 а, б, в соответственно. Из рис. 1.51 а для  $R=1000$  Ом видно, что свивание проводов очень незначительно уменьшает наводку, и это объяснимо тем, что при высокоомных нагрузках доминирует влияние электрического поля, тогда как свивание проводов на него не влияет, а компенсирует наводки в соседних витках от магнитного поля. На

рис. 1.51 б для  $R=50$  Ом, где магнитная связь уже больше, свивание проводов уменьшает наводку примерно на 10 дБ. Наконец рис. 1.51 в для  $R=1$  Ом, где магнитная связь очень велика, показывает, что свивание проводов очень сильно уменьшает наводку на низких частотах (экспериментальные величины были очень малы для измерения, и показаны результаты моделирования). Отметим, что при таком превалировании связи по магнитному полю уменьшение шага витков и точный подбор чётного числа витков могут дать уменьшение наводки на 40 дБ.

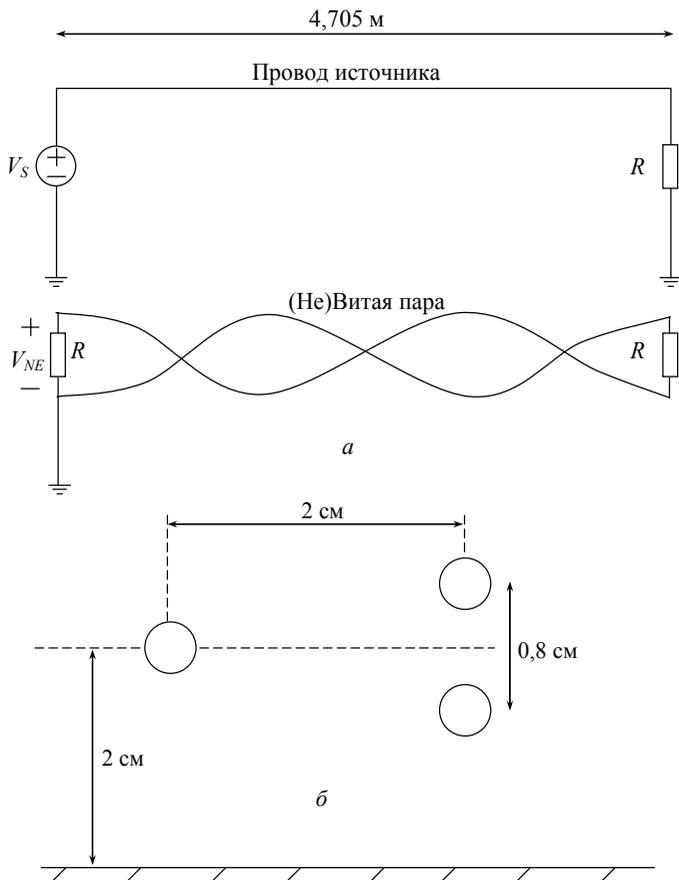


Рис. 1.49. Эксперимент, иллюстрирующий влияние свивания проводов на перекрёстную наводку: общий вид (а); поперечное сечение (б)

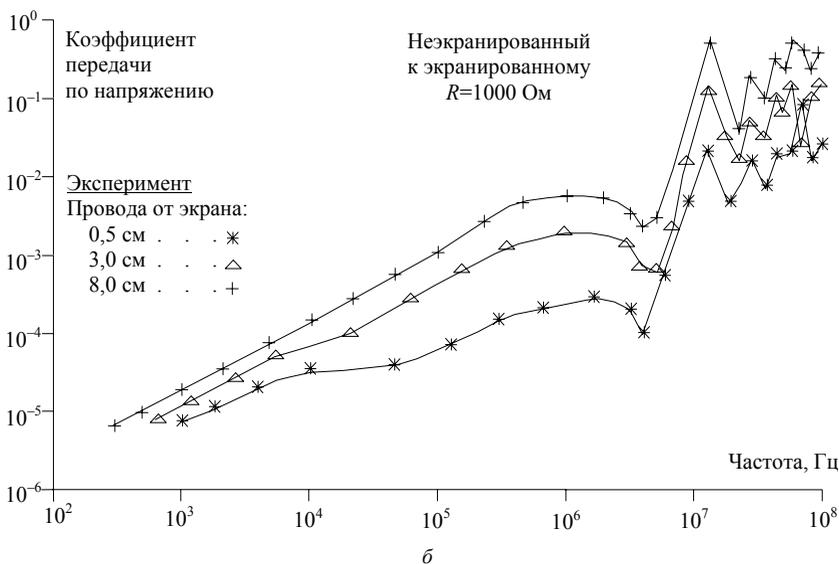
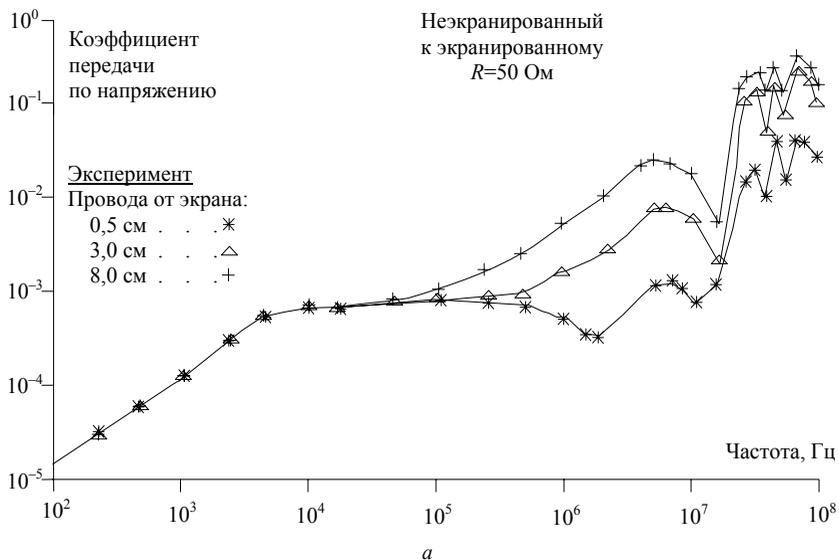
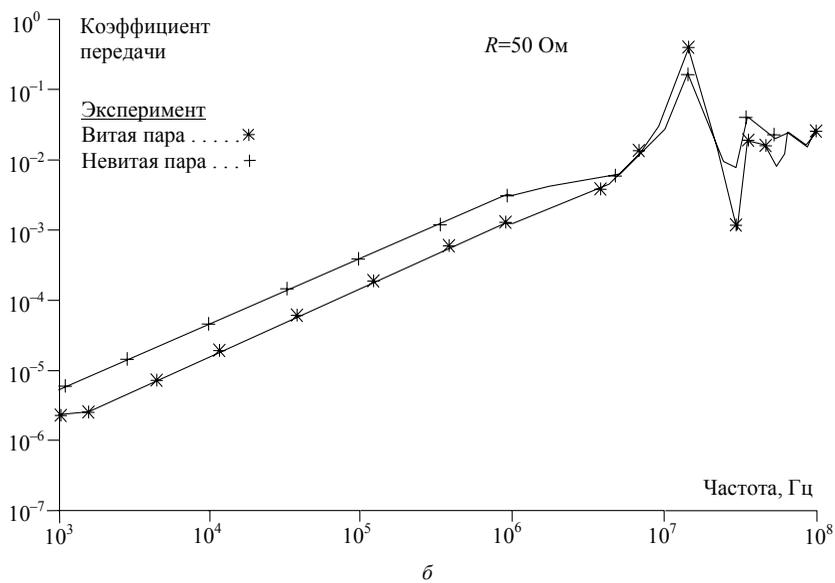
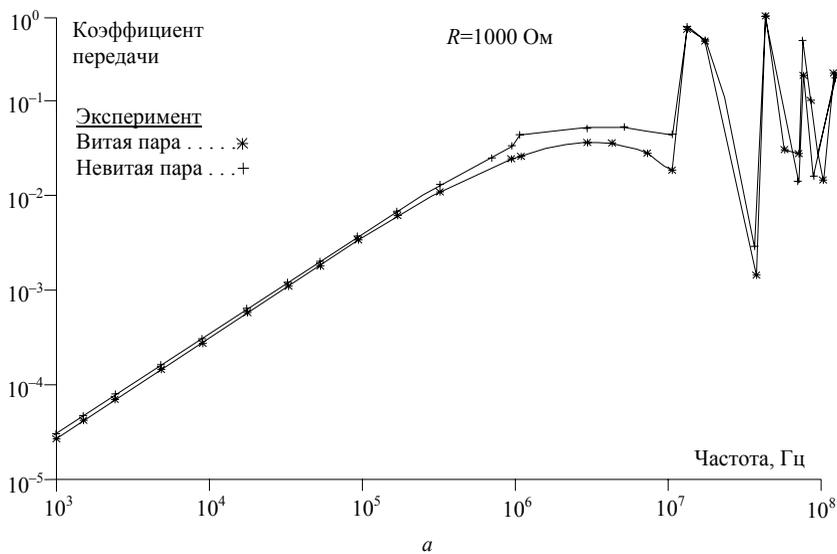


Рис. 1.50. Экспериментальные результаты для конфигурации рис. 1.48 при длине проводов от экрана 0,5; 3; 8 см для  $R=50 \text{ Ом}$  (*a*) и  $R=1000 \text{ Ом}$  (*б*)



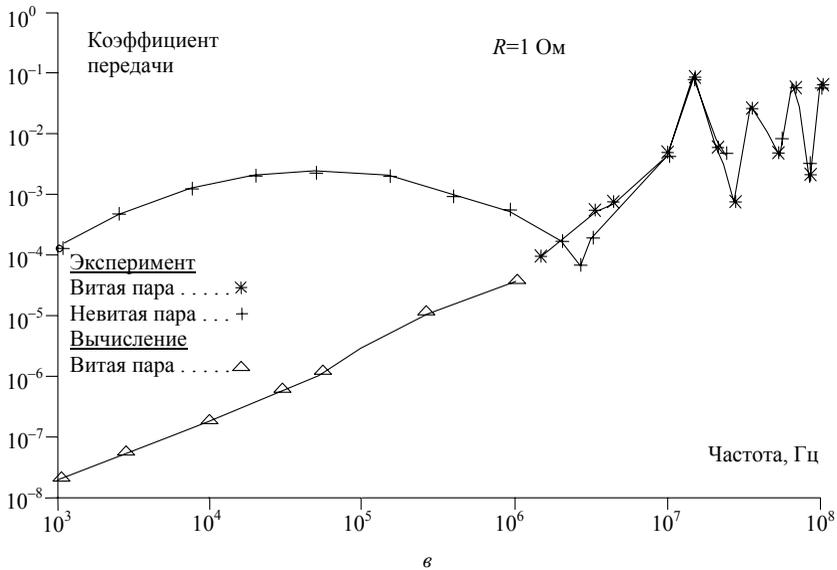


Рис. 1.51. Экспериментальные результаты для рис. 1.49 при  $R=1000$  (а), 50 (б), 1 Ом (в)

### 1.7.8. Экранирующие прокладки

Важным средством повышения эффективности экранирования корпусов РЭА является уменьшение влияния щелей и отверстий в корпусах. Для этой цели используются различные экранирующие прокладки [13].

Одним из основных видов экранирующих прокладок являются металлические прокладки, выполненные из бериллиевой меди ( $\text{CuBe}_2$ ) в виде полосок из обычных и витых, а также выпуклых и скользящих контактов. Примеры последних показаны на рис. 1.52. Измеренные значения их ослабления составляют: более 46 дБ на 14 кГц для магнитного поля и около 108 дБ на 10 ГГц для плоской волны. Они могут крепиться к корпусу посредством надевания, пайки, заклепок, винтов или двусторонней клеящей ленты. Примеры типовых применений показаны на рис. 1.53. Отметим, что контактные полоски выпускаются самых различных форм и размеров. Ширина полоски составляет от единиц до десятков миллиметров, а длина – сотни миллиметров, причем по длине полоска может легко изгибаться пользователем, как ему надо, например в кольцо. Кроме того, выпускаются экраны с контактным фланцем, надеваемые на самые различные соединители РЭА для уменьшения влияния отверстия в корпусе под соединитель.



Рис. 1.52. Поперечное сечение выпуклого (а) и скользящего (б) контактов

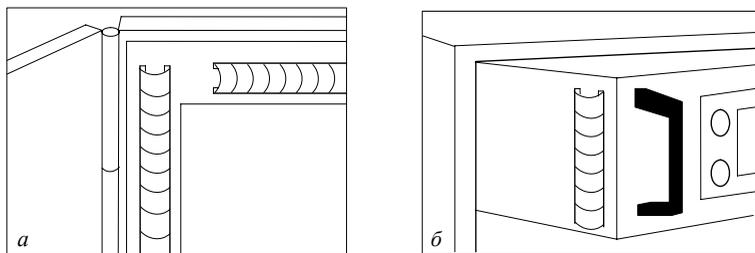
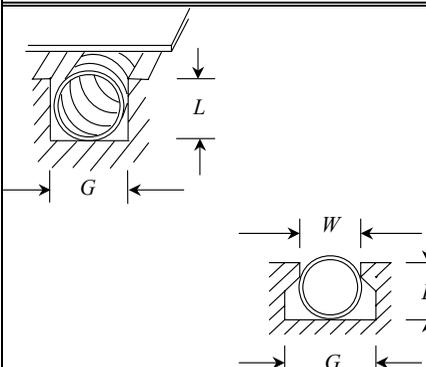


Рис. 1.53. Контактные полосы между дверью и корпусом (а), блоком и шкафом (б)

Известны спиральные экранирующие прокладки, укладываемые, для предотвращения их сильной деформации или смещения, в специальные канавки в корпусе (табл. 1.4). Спирали изготавливаются из витков покрытой оловом бериллиевой меди или нержавеющей стали. Первая обеспечивает лучшее экранирование и является одним из немногих материалов, коррозионно-совместимых с алюминием, что важно, если есть проблемы с влажностью или соленой водой. Вторая используется, если важна коррозионная стойкость нержавеющей стали или если ниже требования к гибкости, экранирующим свойствам, и предпочтителен менее дорогой вариант. Спирали выпускаются в трёх вариантах жесткости (малая, средняя и стандартная), которые для сжатия спирали на 25% диаметра требуют усилия около 400, 1800 и 3400 г/см, соответственно. Для установки спирали не в канавке, а в произвольном месте корпуса, выпускают спираль с прикрепленной к ней полоской твердого или вспененного эластомера с липкой лентой (рис. 1.54).

Для экранирования вентиляционных отверстий служат экранирующие вентиляционные панели. Они имеют сотовую структуру и изготавливаются из стали или алюминия. Панель толщиной 25 мм с диаметром соты 4,5 мм из листовой стали толщиной 0,15 мм, обеспечивая проход воздуха 88%, даёт ослабление: 60 дБ на 10 кГц для магнитного поля, 110 дБ на 10 МГц для электрического поля, 100 дБ на 1 ГГц для плоской волны. Панели поставляются отдельно или уже установленными в проводящую раму с заземляющими контактами и крепёжными отверстиями. Для увеличения ослабления поля и предотвращения поляризационных эффектов используют сдвинутые двойные панели в одной раме (рис. 1.55).

Рекомендуемые варианты установки и установочные размеры  
для экранирующих спиралей разных диаметров

Варианты установки	Диаметр и установочные размеры, мм			
	$\varnothing$	$L$	$G$	$W$
	0,9	0,59	1,17	0,84
	1,2	0,89	1,60	1,14
	1,6	1,17	2,19	1,52
	1,8	1,35	2,39	1,70
	2,0	1,50	2,77	1,91
	2,4	1,78	3,18	2,29
	2,6	1,96	3,58	2,52
	2,8	2,08	3,96	2,67
	3,2	2,39	4,34	3,07
	3,6	2,67	4,75	3,46
	4,4	3,25	5,94	4,19
	4,8	3,56	6,35	4,60
	6,4	4,70	8,71	6,10
	9,5	7,11	12,7	9,25

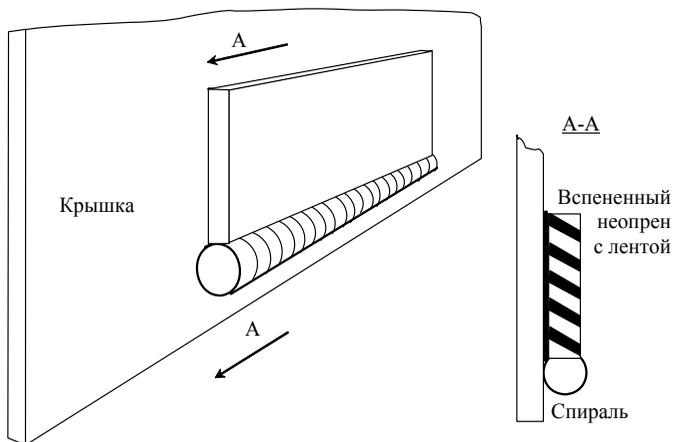


Рис. 1.54. Установка экранирующей спирали с прикрепленной к ней полоской твердого или вспененного эластомера с липкой лентой

Экранирующие окна полностью прозрачны, но обеспечивают эффективное электромагнитное экранирование. Они состоят из двух слоев стекла, поликарбоната или акрила, между которыми есть тонкая металлическая сетка, выходящая на края окна с хорошим контактом к проводящей раме. Характеристики экранирующих окон с сеткой из меди, бронзы и нержавеющей стали приведены в табл. 1.5.

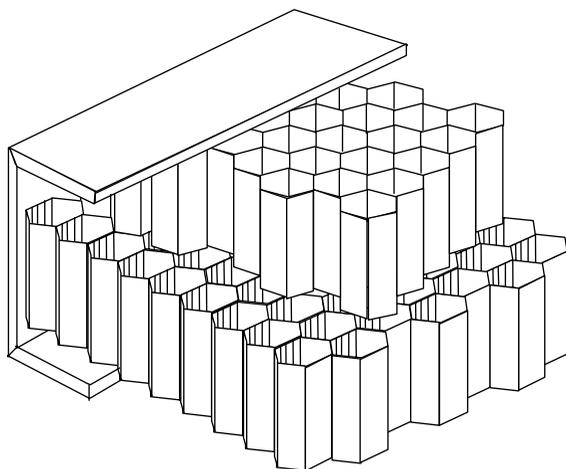


Рис. 1.55. Фрагмент двух сдвинутых экранирующих вентиляционных панелей в одной раме

Таблица 1.5

**Характеристики экранирующих окон с сеткой из разных металлов**

Металл сетки	Ø провода сетки, мкм	Ячейка сетки, мкм	Прозрачность, %	Ослабление, дБ			Поверхность
				Н-поле 100 кГц	Е-поле		
					400 МГц	1 ГГц	
Медь	50	150	56	48	70	69	Затемнение
		204	65	29	65	62	
		350	77	21	61	54	
Бронза	71	355	69	37	57	54	Затемнение
		144	45	40	60	65	
Нержавеющая сталь	50	204	65	-	70	60	Покрытие серебром и затемнение
	25	229	81	-	80	60	

Другая большая группа экранирующих изделий – прокладки из электрически проводящих эластомеров. Они состоят из эластомерной (силиконовой или флюоросиликоновой) основы и серебряного наполнителя. В зависимости от технических требований наполнителем могут быть покрытые серебром медные или алюминиевые частицы, покрытые серебром стеклянные шарики или частицы чистого серебра. Кроме того, в качестве наполнителя используют также никель, никель/графит и уголь. Эластомерные прокладки имеют объёмное сопротивление 0,002–0,2 Ом·см и дают хорошее затухание (от 50 до 120 дБ, в зависимости от материалов и длины волны) и защищают от пыли и влаги. Они выпуска-

ются в листах, в литых или экструдированных отрезках, которые можно прикреплять к поверхности. Для внешних применений, в частности в морском климате, важно уменьшать гальваническую коррозию, которая происходит при соприкосновении в электролите (соленой воде) двух металлов с разными электрохимическими свойствами. Выбору типа наполнителя эластомерных прокладок для различных металлов корпусов может помочь табл. 1.6.

Т а б л и ц а 1.6

**Гальваническая совместимость типа наполнителя эластомерных прокладок и различных металлов корпусов**

Гальваническая совместимость: ● – хорошая; □ – удовлетворительная; × – плохая	Материалы корпуса										
	Сплавы алюминия	Сплавы магния	Нержавеющая сталь	Сплавы меди	Покрытие кадмием	Покрытие оловом	Покрытие никелем	Покрытие серебром	Покрытие хромом	Гальваническая сталь	Титан
Тип наполнителя											
Серебро/Никель	×	×	●	●	×	□	●	●	●	×	●
Серебро/Медь	×	×	●	●	×	×	□	●	●	×	●
Серебро/Алюминий	□	□	●	●	□	□	□	●	●	□	●
Инертный алюминий	●	□	●	●	□	●	●	●	●	□	●
Серебро/Стекло	×	×	●	●	×	□	●	●	●	×	●
Серебро	×	×	●	●	×	□	●	●	●	×	●
Никель/графит	□	□	●	●	□	●	●	●	●	□	●
Никель	□	□	●	●	□	●	●	●	●	□	●

Используются и сеточные прокладки – деформируемые электромагнитные экраны, сделанные из вязаного провода в виде мелкой сетки. Они изготавливаются прямоугольного или круглого поперечного сечения, сплошными или полыми, имеют отличную эластичность, очень адаптивны и обеспечивают хороший контакт и экранирование. Материалом сеточных прокладок, как правило, являются Монель (медно-никелевый сплав) или стальной провод с медным слоем, покрытым оловом, а также могут быть нержавеющая сталь, алюминий или бериллиевая медь. Полые сеточные прокладки из последней сочетают в себе повышенные механические характеристики бериллиевой меди и эффективность экранирования на 20 дБ больше, чем из традиционных материалов. Эти прокладки обладают отличной упругостью, обеспечивая постоянный контакт в каждой точке (100% восстановления исходной высоты при сжатии до 75%),

при очень малых усилиях на сжатие (на 80% меньше, чем у эластомеров), малом весе (на 75% меньше, чем традиционная оплётка) и длительном сроке службы. Варианты установки трёх видов прокладок показаны на рис. 1.56.

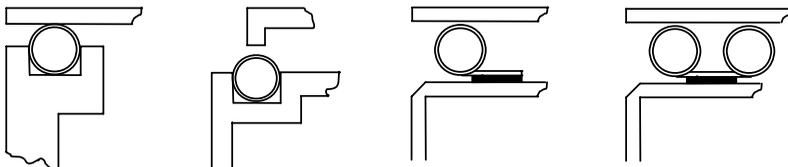


Рис. 1.56. Варианты установки сеточных прокладок: (слева направо) полый стержень в паз под плоскую крышку; полый стержень в паз под крышку с загнутым краем; полый стержень на ребре с липкой лентой (возможны дополнительные фиксаторы или резьбовое крепление)

Используются также деформируемые экранирующие прокладки, состоящие из улучшающего эластичность и контакт круглого или прямоугольного стержня из вспененного неопрена или силикона (или силиконовой трубки), на который надета обеспечивающая электропроводность одно- или двухслойная оплётка из вязаного провода. Помимо электромагнитного экранирования, такие прокладки защищают от пыли и воды. Наконец, выпускаются комбинированные экранирующие прокладки в виде оплётки из вязаного провода просто или с силиконовым стержнем, которая присоединена с одной стороны к полоске из вспененного или твердого эластомера с липкой лентой для крепления или без неё. Частотные зависимости эффективности экранирования типовых комбинированных прокладок приведены на рис. 1.57.

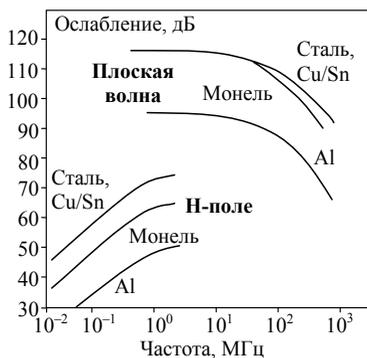


Рис. 1.57. Частотные зависимости эффективности экранирования типовых комбинированных прокладок

## 1.8. Фильтрация

Основным средством ослабления кондуктивных эмиссий, создаваемых в цепях питания и коммутации постоянного и переменного токов аппаратуры, является фильтрация. Предназначенные для этой цели помехоподавляющие устройства или фильтры позволяют снижать кондуктивные эмиссии, как от внешних, так и от внутренних источников. По своему назначению помехоподавляющие фильтры – это широкополосные фильтры нижних частот (ФНЧ). Фильтры в цепях питания строятся как индуктивно- или резистивно-ёмкостные. Типовые схемы включения ФНЧ показаны на рис. 1.58.

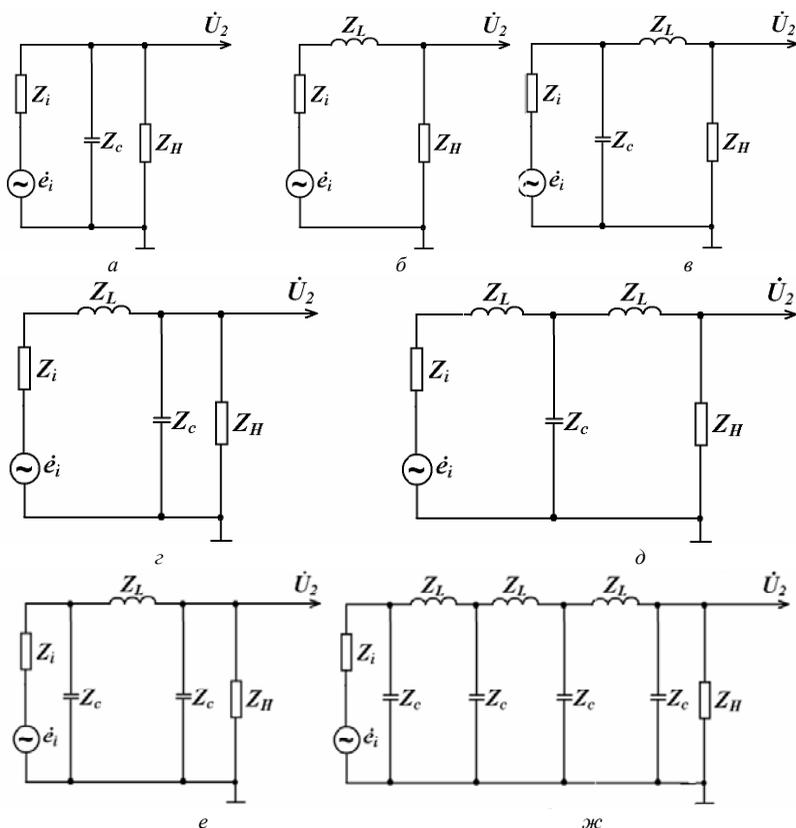


Рис. 1.58. Схемы помехоподавляющих ФНЧ: ёмкостного (а); индуктивного (б); ёмкостно-индуктивного (в); индуктивно-ёмкостного (г); Т-образного (д); П-образного (е), многозвенного (ж)

Фильтр можно рассчитать с помощью справочной литературы, а его работу с учётом паразитных параметров компонентов можно смоделировать средствами схемотехнического моделирования. Отметим, что эффективность фильтрации существенно зависит от импеданса источника и нагрузки, которые в реальных условиях могут изменяться и сильно зависеть от частоты. Первым элементом фильтра при малом импедансе источника выбирается катушка индуктивности, а при большом – конденсатор. Аналогично выбирается и последний элемент фильтра, предшествующий нагрузке. Полезно учесть, что конструкция катушек индуктивности проще, дешевле и надёжнее для малых токов, а конструкция конденсаторов – для малых напряжений. Поэтому при большом токе и низком напряжении следует применять в фильтре катушки с малыми индуктивностями и конденсаторы с большими ёмкостями, при высоком напряжении и малом токе – конденсаторы с небольшими ёмкостями и катушки с максимально допустимыми индуктивностями или резисторы.

В изделии фильтр должен размещаться непосредственно на выходе сетевого кабеля питания из изделия, а источник вторичного питания – как можно ближе к фильтру. Это уменьшит влияние эмиссий, излучаемых внутри изделия, на кондуктивные эмиссии от него, а также помехи в обратном направлении (рис. 1.59).

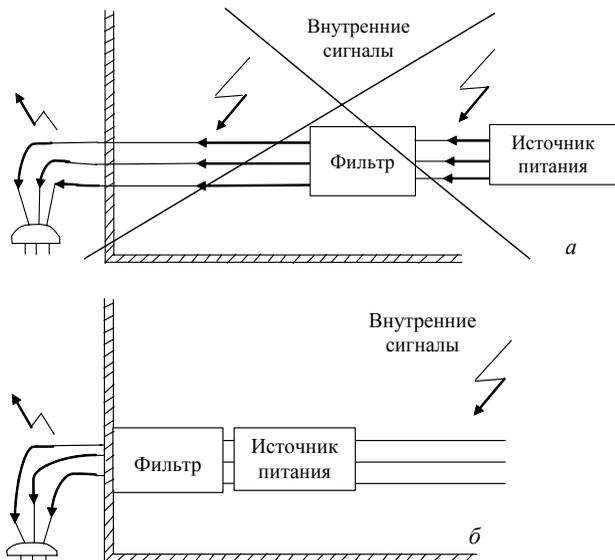


Рис. 1.59. Неправильное (а) и правильное (б) размещения фильтра и источника питания

### 1.8.1. Синфазный и противофазный токи

В ЭМС широко используются понятия *синфазного* и *противофазного токов*, помогающие определить причины помех и выработать пути их уменьшения. Рассмотрим пару проводов, по которым протекают токи  $I_1$  и  $I_2$ , как показано на рис. 1.60. Можно разложить эти токи на две составляющие, называемые синфазным  $I_C$  (common-mode) и противофазным  $I_D$  (differential-mode) токами, как

$$\begin{aligned} I_1 &= I_C + I_D & I_D &= (I_1 - I_2)/2 \\ I_2 &= I_C - I_D & I_C &= (I_1 + I_2)/2 \end{aligned}$$

Противофазные токи  $I_D$  в этих двух проводах равны по амплитуде, но противоположны по направлению. Это обычно полезные или функциональные токи. Синфазные токи  $I_C$  равны по амплитуде, но сонаправлены. Казалось бы, их вовсе не должно быть, но в реальных системах они существуют. Их часто называют антенными (antenna-mode) токами и в стандартной теории цепей с сосредоточенными параметрами не рассматривают.

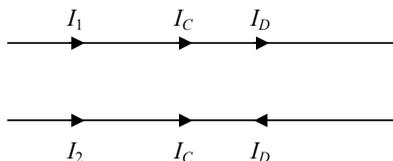


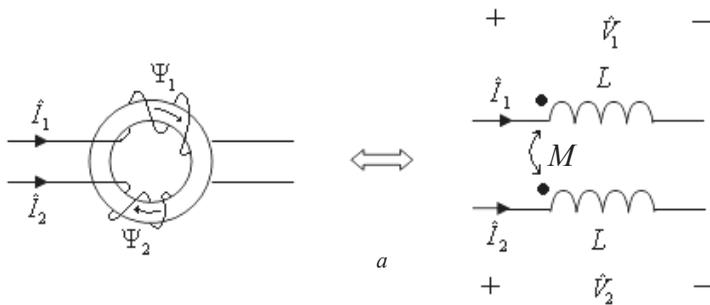
Рис. 1.60. Разложение токов  $I_1$  и  $I_2$  на компоненты синфазного  $I_C$  и противофазного  $I_D$  токов

Рассмотрим качественно вклад каждого из этих токов в излучаемые эмиссии от этой пары проводников. Результирующая напряженность электрического поля  $E$  в точке наблюдения складывается из полей, создаваемых каждым из этих токов. Противофазные токи противоположны по направлению. Следовательно, создаваемые ими электрические поля будут также противоположно направленными и будут взаимно вычитаться и компенсироваться. Но поскольку проводники не совпадают, и расстояние от каждого из них до точки наблюдения различно, то поля от них не будут компенсироваться полностью, и останется их небольшая разность. С другой стороны, поскольку синфазные токи в каждом из проводов сонаправлены, то создаваемые ими поля будут складываться, давая много больший вклад в результирующее поле, чем противофазные токи. Таким образом, даже малый синфазный ток может создать такой же уровень излучаемого электрического поля, как и большой противофазный ток. Поэтому основной причиной излучения электрических полей от реальных изделий является протекание в их проводниках синфазных токов.

### 1.8.2. Синфазный дроссель

Одним из самых эффективных методов уменьшения синфазных токов является использование синфазных дросселей (common-mode chokes). Их называют также синфазными фильтрами, симметрирующими или нейтрализующими трансформаторами. Рассмотрим их работу.

Пусть два провода с токами  $I_1$  и  $I_2$  намотаны на ферромагнитное кольцо так, как показано на рис. 1.61 а. Допустим, что обмотки идентичны, так что  $L_1=L_2=L$ . Импеданс одной обмотки  $Z_1=V_1/I_1=(pLI_1+pMI_2)/I_1$ . Рассмотрим, чему равен этот импеданс отдельно для синфазного и противофазного токов. Для синфазного тока  $I_1=I_C$  и  $I_2=I_C$ , и их подстановка в формулу для импеданса даёт  $Z_C=p(L+M)$ . Для противофазного тока  $I_1=I_D$  и  $I_2=-I_D$ , и тогда аналогично получаем  $Z_D=p(L-M)$ . Если обмотки симметричны, и весь магнитный поток сосредоточен в сердечнике, т.е. поток одной обмотки полностью пронизывает вторую обмотку, то  $L=M$  и тогда  $Z_D=0$ . Следовательно, в идеальном случае синфазный дроссель не влияет на противофазные токи, но для синфазных токов каждая его обмотка представляет собой импеданс  $2L$ . Это иллюстрирует рис. 1.61. Таким образом, синфазные дроссели могут эффективно блокировать синфазные токи. Для этого провода должны наматываться вокруг сердечника так, чтобы потоки в сердечнике от двух синфазных токов складывались, а от противофазных – вычитались. На практике часто используют витки из обоих проводов, что особенно удобно, если эти провода находятся в одном кабеле (рис. 1.62). В заключение обратим внимание ещё на одну замечательную особенность синфазного дросселя: магнитные потоки, создаваемые большими противофазными токами, взаимокompенсуются в сердечнике и не насыщают его. Это особенно важно, поскольку именно противофазные токи являются полезными, функциональными токами, обычно большими по величине.



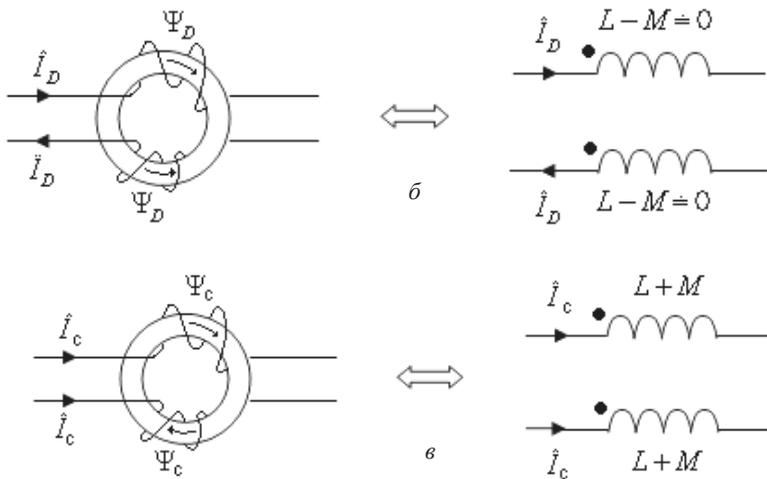


Рис. 1.61. Моделирование влияния синфазного дросселя на токи: в двух проводах (а); противофазные (б); синфазные (в)

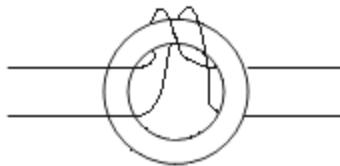


Рис. 1.62. Синфазный дроссель, навитый двумя проводами

### 1.8.3. Фильтр сетевого питания

В данном разделе рассматривается стандартный фильтр сетевого питания в качестве средства уменьшения кондуктивных эмиссий от изделия (рис. 1.63). Измерения производятся с помощью LISN (рис. 1.12). Измеряются напряжения «фаза–земля» и «нейтраль–земля» на 50-омных резисторах LISN, которые затем переводятся в напряжения противофазной и синфазной моды. На рис. 1.64 показано, как последовательное добавление элементов стандартного фильтра сетевого питания уменьшает кондуктивные эмиссии от реального изделия до уровня 48 дБ по стандарту FCC.

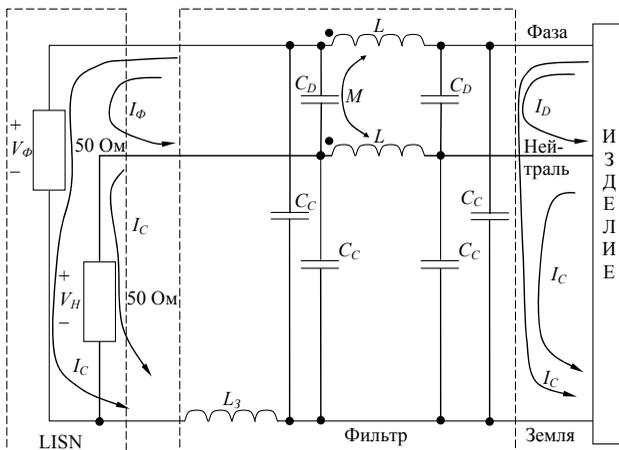
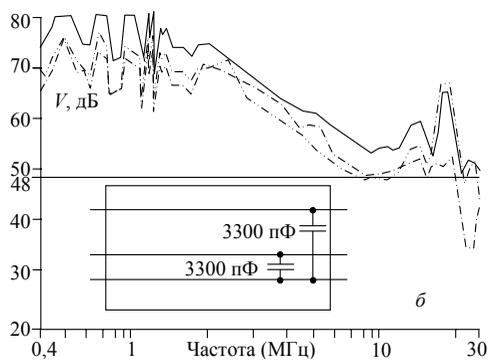
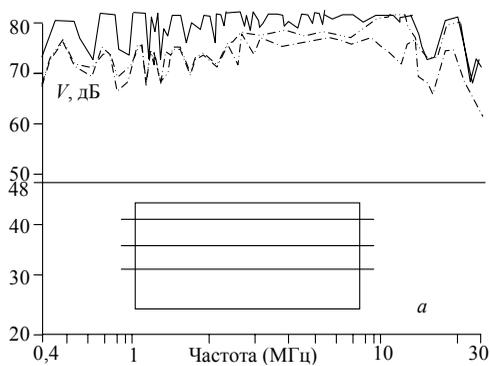


Рис. 1.63. Схема включения сетевого фильтра



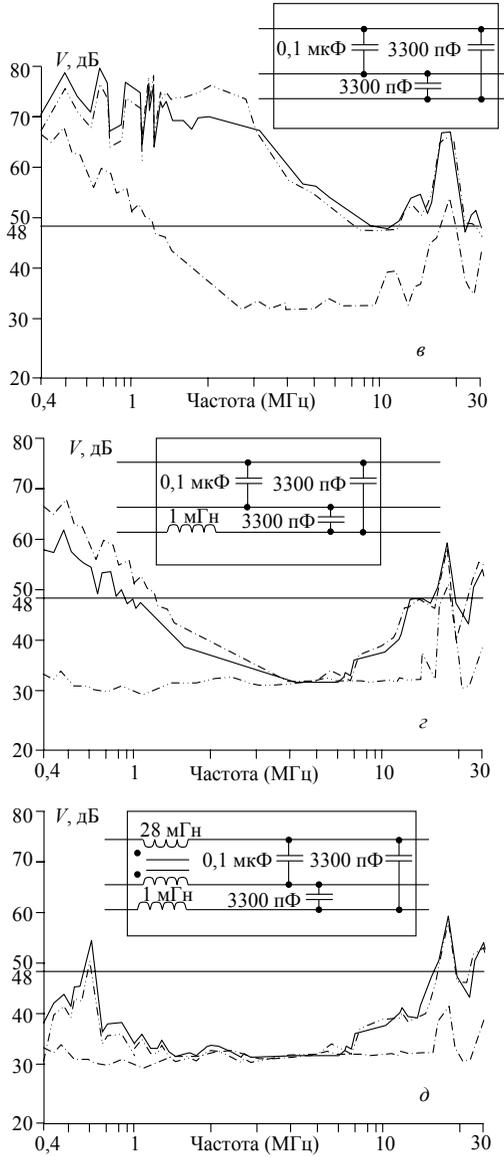


Рис. 1.64. Влияние элементов фильтра на напряжение (на резисторе 50 Ом в LISN) кондуктивных эмиссий от изделия: нейтраль-земля (—); противозафазная мода (---); синфазная мода (-·-·-)

#### **1.8.4. Использование ферритов с потерями**

Должно отметить, что деление эмиссий на излучаемые и кондуктивные весьма условно. Ведь источниками излучаемых эмиссий являются, собственно, токи, протекающие по проводникам. Например, от кабеля, действующего как антенна, на частотах больше 30 МГц энергия может эффективно излучаться. Контроля помех излучения от проводников можно достичь правильным размещением на них компонента, вносящего *потери*, типа ферритового сердечника.

Для удовлетворения большой потребности промышленности в области ЭМС были разработаны разрезанные пополам ферриты, устанавливаемые просто фиксацией вокруг проводки, даже после того, как она завершена. Они имеют следующие достоинства: высокие характеристики; адаптивность характеристик; малый разброс параметров; легкость увеличения вносимого ослабления за счет изменения размера или количества витков; легкую модификацию; удобную установку; встроенное крепление; дешевизну; малое насыщение сердечника в режиме постоянного тока. Воздушный зазор в разрезанных ферритах увеличивает максимальный ток, лишь незначительно уменьшая импеданс, по сравнению со сплошными ферритами такого же размера.

Ферритовые экранирующие материалы широко распространены, так как обеспечивают самое простое, удобное и рентабельное решение проблемы радиочастотных помех в кабелях и соединителях. Более того, они обеспечивают подавление нежелательных высокочастотных колебаний, не ослабляя сигналы постоянного тока или низкой частоты.

Основной состав ферритовых материалов – комбинация оксида железа и одного или нескольких других порошковых металлов, чаще всего: марганца, цинка, кобальта и никеля. Имеется широкий выбор форм и размеров ферритов, а на заказ могут быть изготовлены ферриты специальной геометрии.

Существует множество разновидностей формул и возможных уровней характеристик ферритов, определяющих электрические, магнитные и механические свойства ферритов. Самая известная характеристика ферритов выражается магнитной проницаемостью  $\mu$  – отношением величины магнитной индукции к напряжённости магнитного поля. Материалы обычно отличаются по начальной проницаемости  $\mu_i$ .

Например, фирма FerriShield выпускает три основных вида ферритов, которые совместно перекрывают весь спектр радиочастотных помех: для частот от 10 МГц до 1 ГГц рекомендуется феррит #28; для верхних частот этого диапазона и ещё более высоких частот – феррит #25; для частот от 1 МГц до 30 МГц – феррит #33 (рис. 1.65)

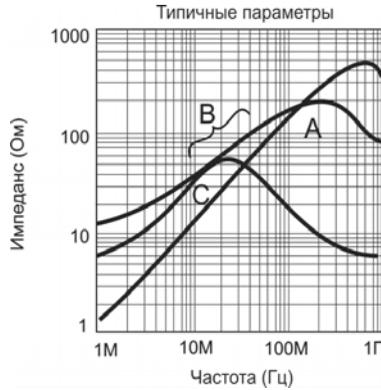


Рис. 1.65. Типичные частотные характеристики импеданса:  
 А (высокочастотный феррит #25,  $\mu_r=125$ );  
 В (стандартный феррит #28,  $\mu_r=850$ );  
 С (низкочастотный феррит #33,  $\mu_r=2700$ )

Ферриты эффективны в подавлении электромагнитных помех из-за изменения их потерь с частотой. Через феррит, установленный как подавитель, более низкие частоты пройдут без существенных потерь. Но выше частоты, с которой потери резко возрастают, сигнал взаимодействует с ферритом, и импеданс участка с ферритом становится значительно выше, по сравнению с остальной частью цепи. Именно этот большой резистивный импеданс позволяет этому, по существу пассивному и совершенно простому, материалу подавлять многочисленные сигналы в разнообразных случаях применения.

Для практического использования ферритов полезно провести инженерный расчёт ожидаемых результатов. Главными факторами для конкретной задачи являются следующие:

- частота, на которой требуется максимальное ослабление;
- величина необходимого ослабления;
- начальная магнитная проницаемость феррита;
- ожидаемое изменение ослабления;
- среда установки и требования к механической установке.

Выбор типа феррита должен быть согласован с частотным диапазоном, в котором требуется ослабление (рис. 1.65). Оптимальным был бы феррит, у которого частота максимального ослабления совпадает с частотой, на которой требуется максимальное ослабление. Эффективность фильтра оценивается отношением напряжений в цепи без фильтра и с фильтром, называемым вносимыми потерями (дБ), вычисляемыми как

$$20\lg\left(\frac{Z_A + Z_B + Z_F}{Z_A + Z_B}\right),$$

где  $Z_A, Z_B, Z_F$  – импедансы источника, нагрузки и феррита.

Если импеданс цепи ( $Z_A + Z_B$ ) равен 1 Ом, а импеданс феррита – 500 Ом, то вносимые потери будут  $20\lg(501/1)=54$  дБ. Даже если используется тот же самый феррит, обеспечиваемое им ослабление может существенно отличаться при изменении импедансов цепи. Ферриты наиболее эффективны, когда импеданс цепи низок. Например, использование того же феррита на 500 Ом в 50-омной цепи даст  $20\lg(550/50)=21$  дБ.

Для увеличения вносимых потерь в цепи с высоким импедансом можно увеличить объём феррита, что увеличивает импеданс почти пропорционально объёму (рис. 1.66 *а*), или увеличить число витков либо проходов через феррит, что увеличивает импеданс почти пропорционально квадрату этого числа, но уменьшает частоту максимального затухания (рис. 1.66 *б*).

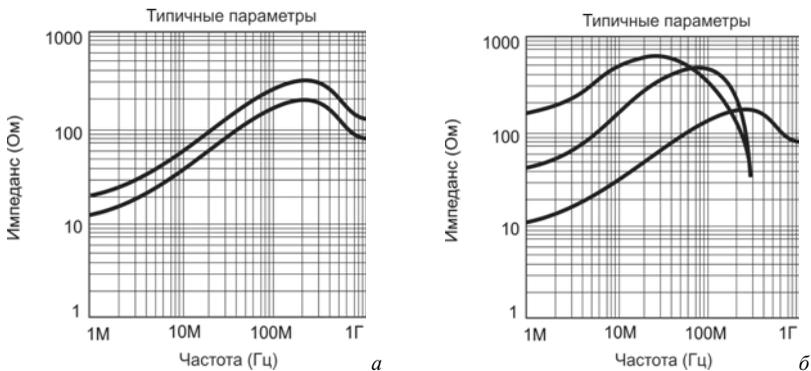


Рис. 1.66. Увеличение вносимых потерь за счёт увеличения: объёма феррита от 2,16 см<sup>3</sup> до 4,32 см<sup>3</sup> (*а*); числа витков: 1, 2, 4 (*б*)

Ферриты размещают на кабеле вблизи его выхода из корпуса изделия, которое может быть источником высокочастотных кондуктивных помех, а если кабель соединяет изделия, каждое из которых может быть источником помех, то ферриты нужны на каждом конце кабеля (рис. 1.67).

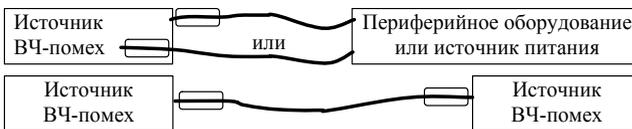


Рис. 1.67. Размещение ферритов на кабеле

Отметим, что, кроме надевания на кабели, используется накрывание только одной половиной феррита, обеспечивающее 30–40% импеданса полного кольца. Варианты такой установки феррита на печатную плату и непосредственно на корпус микросхемы показаны на рис. 1.68.

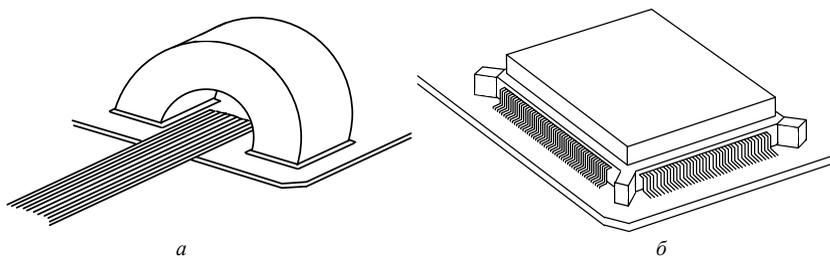


Рис. 1.68. Варианты установки феррита на печатную плату (а) и непосредственно на корпус микросхемы (б)

Выпускается целый спектр изделий из ферритов для других применений. Это, например, тонкая ( $\approx 1$  мм) ферритовая прокладка (с отверстиями под контакты), вставляемая между гнездом и вилок многоконтактного разъёма. Кроме того, выпускаются готовые для автоматизированного монтажа на печатную плату компоненты в виде: проводника, продетого в удлинённую (5–10 мм) ферритовую шайбу; многослойного ферритового чипа, очень похожего на безындуктивные конденсаторы для поверхностного монтажа; сборки из нескольких таких компонентов. Все они работают на том же принципе: малый импеданс в доли и единицы омов на постоянном токе и низких частотах, который, начиная с 1–10 МГц, резко возрастает до сотен и тысяч омов до частот 50–1000 МГц за счёт роста магнитных потерь в феррите, а затем спадает. В результате, энергия высокочастотных токов, протекающих по этому импедансу, рассеивается в виде тепла. Причём максимум этого эффекта сосредоточен на определённой частоте. Пример частотных характеристик импеданса и его составляющих для многослойного ферритового чипа конкретной марки показан на рис. 1.69. Из него ясно видно, что рост импеданса из-за индуктивной составляющей, т.е. за счёт высокой магнитной проницаемости феррита, имеет место лишь на низких частотах, а на основной частоте импеданс феррита определяется потерями.

Более детальную информацию по ферритовым компонентам можно найти у их производителей, например на сайте [www.ferrishield.com](http://www.ferrishield.com) или в каталоге фирмы KITAGAWA.

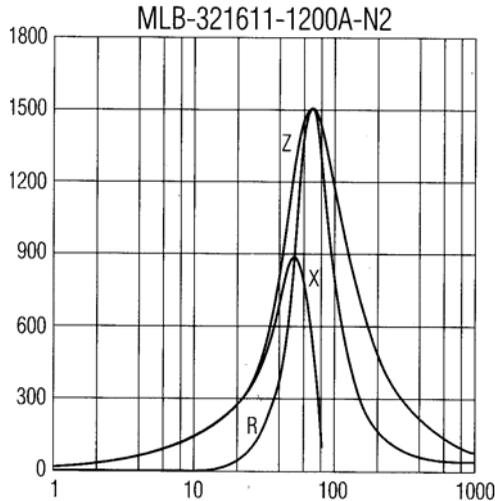


Рис. 1.69. Пример частотных характеристик (Ом, МГц) импеданса и его составляющих для многослойного ферритового чипа конкретной марки

### 1.9. Помехи по цепям земля-питание

Весьма актуальной в ЭМС стала проблема помех в цепях земля-питание. Суть её заключается в том, что активные компоненты (транзисторы, аналоговые и цифровые микросхемы) при своей работе создают всплески потребления тока по цепям земля-питание. И эти всплески могут приводить к нарушающим нормальной работу помехам (*delta-I noise* в зарубежной терминологии). Весьма острой эта проблема оказалась для цифровых микросхем, особенно высокой степени интеграции или малой степени интеграции, но при большом их количестве на одной печатной плате большого размера. В качестве примера, формы тока потребления простых микросхем ТТЛ показаны на рис. 1.70.

Образование импульсного тока при переключении цифровых микросхем приводит к импульсному падению напряжения на шинах питания (поскольку они обладают конечным импедансом) величиной  $U=L(dI/dt)$ , где  $L$  – индуктивность шин питания, а  $dI/dt$  – производная тока потребления. Например, для шин питания, выполненных печатным способом, длиной 145 мм и шириной 1,25 мм, индуктивность которых  $L=175$  нГн, изменение напряжения питания при переключении микросхемы 133ЛА3 (рис. 1.70 а) составляет от  $-760$  до  $+620$  мВ (рис. 1.70 в), что превышает допуск на номинальное напряжение для серии ТТЛ  $5\text{ В}\pm 10\%$ .

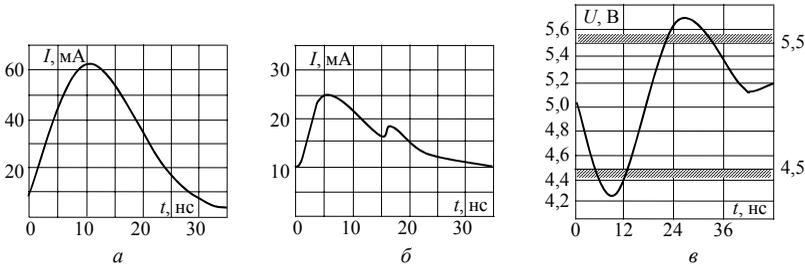


Рис. 1.70. Форма тока потребления: при выключении всех вентилей 133ЛАЗ (*a*); при переключении триггеров ТТЛ (*б*). Форма напряжения на шине питания при выключении всех вентилей 133ЛАЗ (*в*)

Импульсные эмиссии в цепях питания могут приводить к сбоям в работе микросхем по следующим основным причинам:

1. Изменение питающего напряжения выше определенного допуска изменяет характеристики микросхем вплоть до ложного срабатывания.
2. Импульсное падение напряжения на шине «земля» приводит к искажению информационного сигнала на входе микросхемы.
3. Перенос помех из цепей питания в сигнальные цепи из-за индуктивной и ёмкостной связей между ними.

Для снижения уровня помех в шинах питания применяют методы:

1. Уменьшение активного сопротивления и индуктивности шин питания с учётом взаимной магнитной связи прямого и обратного проводников, поскольку  $L \approx L_{пр} + L_{обр} - 2M_{пр-обр}$  (рис. 1.71).
2. Сокращение длин участков шин питания, которые являются общими для токов от различных компонентов.
3. Снижение скорости изменения импульсных токов в шинах питания с помощью установки помехоподавляющих конденсаторов (как правило, безындуктивных керамических) в непосредственной близости от точек подключения микросхем к шинам питания.
4. Рациональная топология цепей питания.

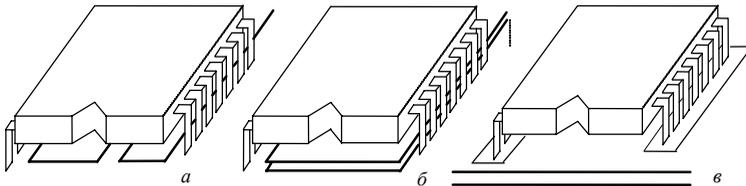


Рис. 1.71. Улучшение (слева направо) системы «земля-питание»: копланарные шины (*a*); шины одна над другой (*б*); плоскости одна над другой (*в*)

С помехами по цепям земля-питание тесно связан вопрос размещения компонентов (хотя он влияет и на другие аспекты ЭМС). В печатных платах лучше: быстродействующие логические схемы располагать ближе к основному соединителю, схемы интерфейса – к соединителю интерфейса, аналоговые схемы отделять от цифровых, а микросхемы ОЗУ размещать в двух группах со схемами обрамления между ними (рис. 1.72).

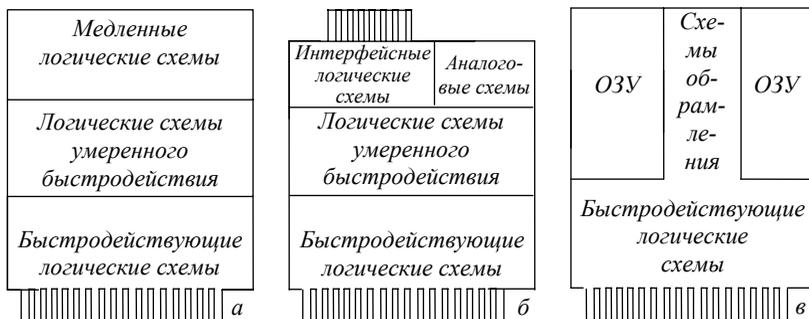


Рис. 1.72. Компоненты на печатных платах: процессора (а); интерфейсной (б); ОЗУ (в)

Может существовать и более предпочтительная ориентация корпусов микросхем. Так, на двусторонних печатных платах микросхемы рекомендуется располагать параллельно соединителям, а на многослойных – параллельно большой оси платы (рис. 1.73).

Цепи земля-питание существенно влияют на площадь контуров, по которым протекают различные токи. Как правило, её уменьшение ослабляет электромагнитные помехи (рис. 1.74). Как правило, ещё критичнее уменьшать контуры протекания токов по сигнальным цепям (рис. 1.75).

В заключение отметим, что рост плотности монтажа и быстродействия элементной базы привел к такому обострению проблемы проектирования системы земля-питание, которая требует электродинамического анализа распределения токов в этой системе и даже излучаемых эмиссий от неё. Там, где эта проблема особо актуальна, начинают широко применять совмещённые с печатной платой специальные слои земля-питание, разделённые между собой тонким слоем диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью (embedded capacitance). Уменьшить излучение от таких слоёв помогает использование специальных структур высокоимпедансных поверхностей (high-impedance surfaces). В результате качественная картина частотных диапазонов разных систем земля-питание по критерию их излучений выглядит, как показано на рис. 1.76 [14].

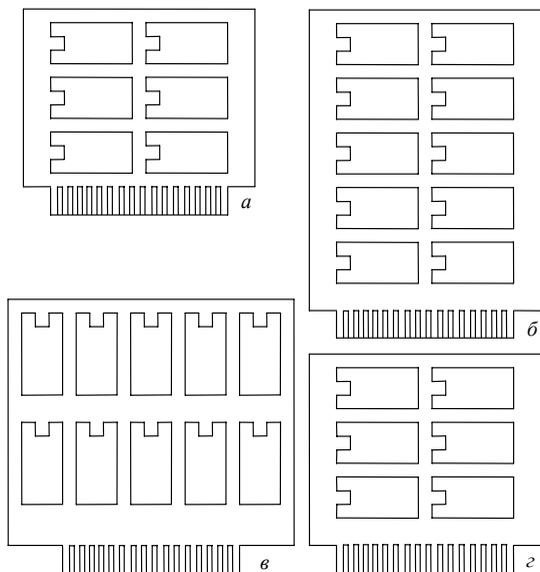


Рис. 1.73. Предпочтительная ориентация микросхем на печатных платах: двухсторонних (а, б); многослойных (в, г)

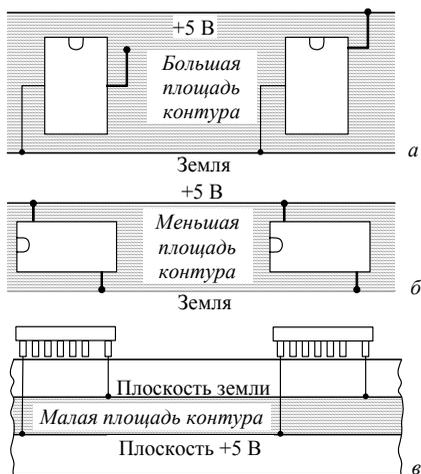


Рис. 1.74. Площадь контура земля-питание: большая (а); меньшая, за счёт ориентации корпуса вдоль шин питания (б); малая, за счёт плоскостей земля-питание (в)

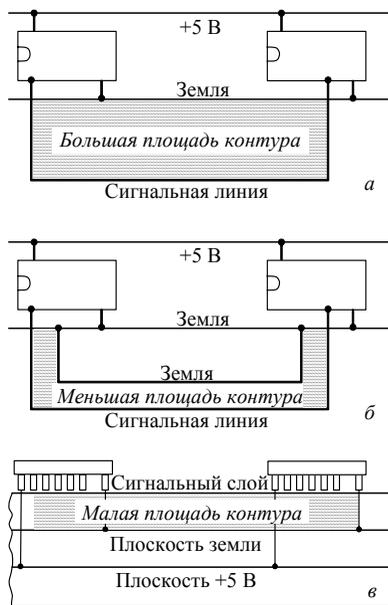


Рис. 1.75. Площадь контура сигнал-земля: большая (а); меньшая, за счёт дополнительной линии земли (б); малая, за счёт плоскости земли (в)



Рис. 1.76. Частотный диапазон методов уменьшения излучений системы земля-питание

## 1.10. Электростатический разряд

Большие проблемы в ЭМС связаны с электростатическим разрядом (ЭСР). Рассмотрим сначала причины его возникновения.

Как известно, при касании двух изначально нейтральных материалов с одного на другой может перенестись электрический заряд. Степень этого переноса зависит от многих факторов, основным из которых является *трибоэлектрический ряд* материалов. Чем дальше в нём расположены материалы, тем сильнее они зарядятся (верхний положительно, а нижний отрицательно). Обычно ЭСР происходит из-за следующей последовательности действий. Сначала диэлектрик заряжается из-за контакта с

другим. Заряженный диэлектрик посредством электрической индукции вызывает разделение зарядов в проводнике. Проводник двигается около другого проводника (заземлённого или нет), и происходит разряд одного проводника на другой. Например, нечто подобное происходит при хождении по нейлоновому ковру в обуви с резиновой подошвой и касании клавиатуры компьютера. Электроны переносятся с ковра на подошвы, заряжая подошвы отрицательно. Это приводит к разделению зарядов (посредством индукции) в теле человека (поскольку тело можно полагать проводником), т.е. положительные заряды, притягиваемые отрицательными зарядами подошв, концентрируются у ног, а отрицательные заряды движутся к верхней части тела, в т.ч. к рукам. Когда отрицательно заряженный палец руки приближается к клавиатуре, он наводит на ней положительный заряд. В результате перед касанием создаётся электростатическое поле высокой напряжённости, которое может привести к разности потенциалов между различными точками изделия и нарушить его работу. Высокая напряжённость поля может вызвать даже пробой воздуха и дуговой разряд между пальцем и клавиатурой. Ток разряда может пройти через компьютер и его внутреннюю схмотехнику, приведя к сбою компьютеров или повреждению его компонентов. Импульс тока такого разряда может достигать десятков ампер при времени его фронта 200 пс–70 нс и длительности 100 нс–2 мкс. Различают такие его последствия:

1. Прохождение непосредственно по электронным цепям.
2. Вторичные пробои или дуговые разряды.
3. Ёмкостные и индуктивные наводки на электронные цепи.

Реальные корпуса аппаратуры имеют многочисленные щели, и все они позволяют влиянию ЭСР проникать внутрь (рис. 1.77 *а*). Путь наименьшего импеданса для тока ЭСР может пройти через электронные цепи. Электрические и магнитные поля высокой напряжённости могут привести к вторичным разрядам или наводкам на схему. Что касается чисто пластмассовых корпусов, то заключённая в них аппаратура подвергается непосредственному влиянию полей, создаваемых из-за ЭСР (рис. 1.77 *б*).

Вторичные дуговые разряды предотвращаются путём заземления металлических частей корпуса к земле и/или изоляции этих металлических частей от близлежащих электронных цепей. Все металлические части корпуса должны быть соединены с корпусной землёй. Внутренние электронные цепи удаляют от незаземлённых частей корпуса, как минимум, на 1 см, а от заземлённых – на 1 мм (рис. 1.78 *а*). Эти оценки сделаны из отношения максимального напряжения электростатического заряда на человеке ( $\approx 25$  кВ) и напряжения на импедансе корпусной земли от проте-

кания тока ЭСР ( $\approx 1,5$  кВ) к напряжённости пробоя воздуха ( $\approx 30$  кВ/см). Для других изоляторов, имеющих гораздо большее пробивное напряжение, эти расстояния можно уменьшить. Другой путь уменьшения влияния вторичного разряда – это удлинение пути разряда путём перекрытия стыков (рис. 1.78 б). Используют и дополнительный экран, уменьшающий ёмкость между частью корпуса, подверженной ЭСР, и близлежащими электронными цепями (рис. 1.78 в). Статическому заряду, накапливающемуся на пластмассовых кнопках, дают возможность разрядиться на металлический разрядник, а не на печатную плату (рис. 1.78 з).

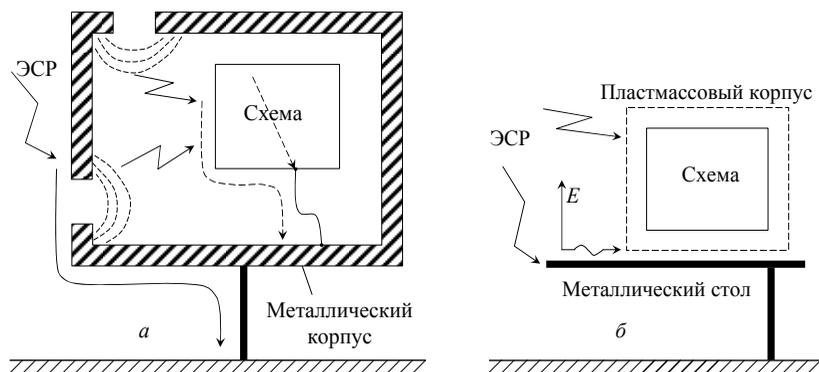


Рис. 1.77. Иллюстрация влияния ЭСР на электронные цепи: в металлическом корпусе со щелями (а); в пластмассовом корпусе (б)

Общая идея защиты от ЭСР состоит в уменьшении его влияния на цепи, расположенные внутри защищаемого корпуса. Из-за щелей корпуса влияние ЭСР всё же будет, но в этом случае оно будет различным для разной геометрии корпуса. Рассмотрим, например, рис. 1.79 а, где показано два возможных (или А, или Б) соединения схемной земли к корпусной земле. Для влияний ЭСР слева от корпуса наименьшим импедансом будет обладать скорее путь А, тогда как проход тока по пути Б, вероятнее всего, будет через электронные цепи. Отметим, что определение пути наименьшего импеданса, в силу широкого спектра ЭСР, может оказаться непростым. Протекание тока ЭСР даже по пути А может привести к его сильному влиянию на электронные цепи. Поэтому правильное расположение точки соединения сигнальной земли к корпусной земле должно отводить токи ЭСР от чувствительных цепей. Кроме того, все схемные земли внутри металлического корпуса должны соединяться с ним для предотвращения разности потенциалов между схемной землей и корпусом из-за протекания больших токов ЭСР по импедансу корпусной земли (рис. 1.79 б).

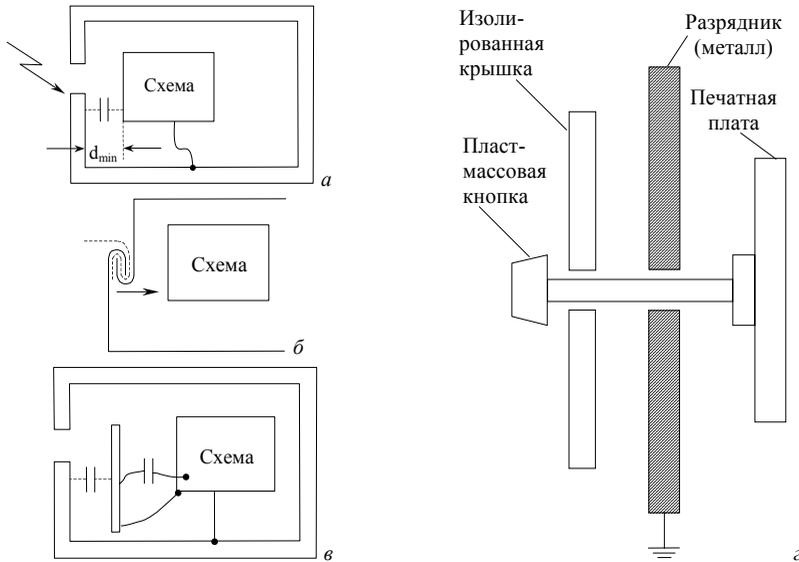


Рис. 1.78. Методы уменьшения влияния вторичного разряда: изоляция схемы разнесом (*a*); удлинение пути разряда (*б*); использование второго экрана (*в*); разрядник (*г*)

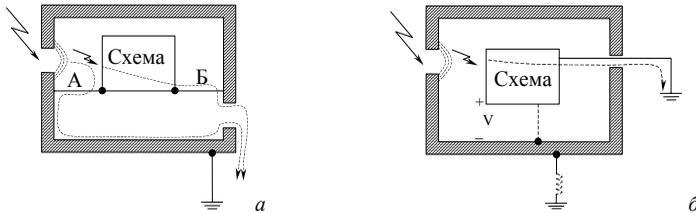


Рис. 1.79. ЭСР: влияние геометрии на путь разряда (*a*); иллюстрация принципа предотвращения разности потенциалов во время ЭСР подсоединением схемной земли к корпусу (*б*)

Если корпус хорошо защищает от ЭСР, то влияние ЭСР может быть связано с кабелями, которые служат приемными и передающими антеннами для токов ЭСР и тем самым способствуют проникновению его влияния на цепи внутри корпуса. Если экран кабеля сплошной, то он образует как бы продолжение корпуса и уменьшает влияние ЭСР (рис. 1.80 *a*). Если же экран соединяется с корпусом проводником, то протекание большого тока ЭСР по этому проводнику может создать наводки на входе кабеля, а также падение напряжения на импедансе этого проводника, что может привести к проблемам (рис. 1.80 *б*).

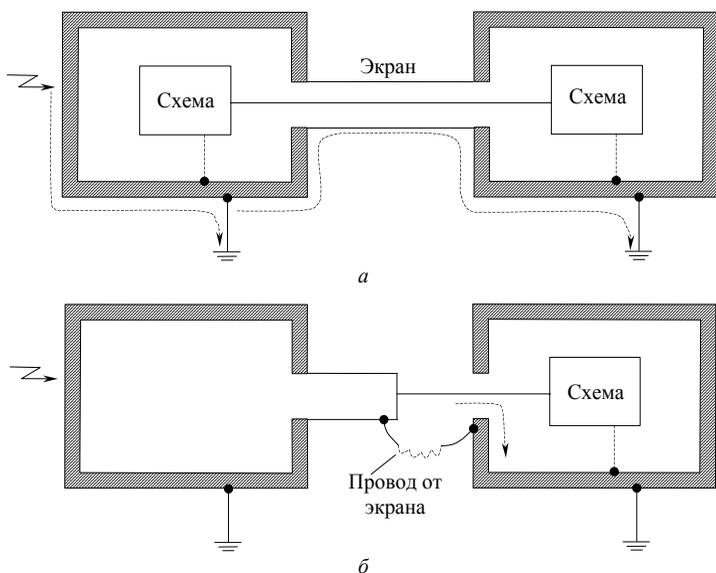


Рис. 1.80. Применение экранированных кабелей для уменьшения влияния ЭСР: сплошной экран (а); ухудшение экранирования из-за соединения экрана проводником

К сожалению, сплошное экранирование часто непрактично и дорого, особенно если корпус пластмассовый. Тогда можно предотвратить протекание нежелательных токов по кабелю их *блокированием или шунтированием*. Например, блокирование синфазных токов ЭСР можно получить синфазным дросселем (рис. 1.81), а шунтирование – подводом проводов через проходные конденсаторы.

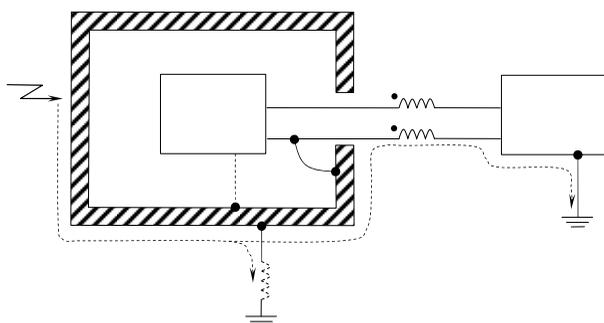


Рис. 1.81. Применение синфазного дросселя для блокирования влияния синфазных токов ЭСР по кабелю

Наконец, отметим использование плоскости земли (особенно, если корпус пластмассовый) для уменьшения влияния высокого электрического поля ЭСР. Исходя из граничного условия для электрического поля, на границе хорошо проводящей плоскости вектор  $E$  практически ортогонален этой плоскости. Если двусторонняя печатная плата размещена ортогонально плоскости, то контуры протекания её сигнальных токов будут ориентированы в плоскости вектора  $E$ , тем самым, обеспечивая максимальную восприимчивость к электрическому полю (рис. 1.82). Поэтому лучше расположить плату параллельно пластине на минимальном расстоянии от неё.

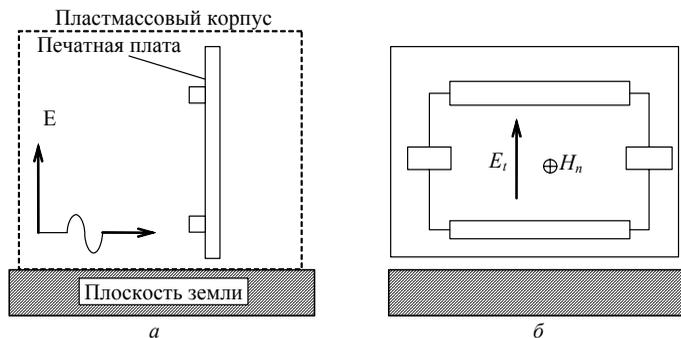


Рис. 1.82. Иллюстрация влияния ориентации платы по отношению к плоскости земли на её восприимчивость к электрическому полю ЭСР: конфигурация (а); наихудшая ориентация поля и контуров токов платы (б)

## 2. УМЕНЬШЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В МЕЖСОЕДИНЕНИЯХ

### 2.1. Суть проблемы и её актуальность

С ростом быстродействия полупроводниковых приборов всё большая доля времени задержки распространения сигналов приходится на задержки в межсоединениях электронных схем, ставших существенным фактором, влияющим на быстродействие схемы в целом. Так, по данным Sematech [15], в скоростных полупроводниковых чипах задержки в межсоединениях составляют 80% цикла, тогда как задержки переключения транзисторных ключей занимают лишь 20% общего времени. В платах и блоках этот эффект проявляется ещё сильнее, поскольку их размеры больше, и длина межсоединений может составлять несколько длин волн распространяющихся по ним сигналов. С ростом электрической длины межсоединений их следует рассматривать как цепи с распределенными параметрами. Конечное время распространения электрических сигналов в таких межсоединениях приводит к искажениям формы сигналов, причинами которых являются: отражения сигналов от различных (резистивных, комплексных, в том числе нелинейных) нагрузок и неоднородностей; потери в межсоединениях; частотная зависимость потерь и задержек в межсоединениях; разброс параметров межсоединений по длине.

Одним из основных способов уменьшения времени задержки сигнала в межсоединениях является уменьшение их длины за счет повышения плотности монтажа электронных схем. Однако при этом увеличиваются электромагнитные взаимовлияния между различными межсоединениями, что особенно характерно для плотных и разветвленных межсоединений цифровых схем. Поэтому межсоединения рассматривают как связанные линии передачи с распределенными параметрами или, в общем случае, как многопроводные линии передачи. Электрические 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 многопроводных линиях передачи.

За последние десятилетия достижения в технологии производства интегральных схем позволили резко увеличить тактовые частоты чипов и систем [16]. Для схем на комплементарных структурах металл-оксид-полупроводник (КМОП) тактовые частоты на уровне чипов возросли с 2–5 МГц в начале 80-х гг. до диапазона 50–100 МГц в 1992 г. Тактовые час-

тоты кремниевой эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) возросли с 50 МГц в 1975 г. до диапазона 0,3–0,5 ГГц в 1992 г. В середине 90-х гг. появились арсенидгаллиевые (GaAs) чипы с тактовыми частотами 6–8 ГГц и матрицы из более 500 вентилях на биполярных транзисторах с гетеропереходами с рабочими тактовыми частотами более 10 ГГц. С учётом гармоник высшего порядка частотные составляющие распространяющихся сигналов простираются от постоянного тока до десятков ГГц.

По планам Semiconductor Industry Association (SIA-San Jose, CA) с 1995 по 2010 гг. прогресс электроники должен быть существенным [16]. Например, число выводов микропроцессорных интегральных схем увеличится с 512 до 1024. Ёмкость микросхем оперативной памяти увеличится с 64 Мбит до 64 Гбит. Тактовые частоты сигналов, распространяющихся между микросхемой и платой, возрастут со 150 МГц до 475 МГц, а внутренние частоты микропроцессоров возрастут с 330 МГц до 1,1 ГГц. Однако уже сегодня некоторые из этих рубежей преодолены. При таком повышении быстродействия сигналов и соответственной плотности межсоединений уровень перекрестных помех в межсоединениях существенно увеличится, что часто является главной причиной, препятствующей росту быстродействия и плотности монтажа электронных схем будущего.

С ростом быстродействия цифровой техники проблемы, возникавшие ранее, в основном перед разработчиками СВЧ-техники, в настоящее время возникают перед самым широким кругом разработчиков вычислительной техники и систем управления. Поэтому необходимо решать проблемы межсоединений, т.к. именно они зачастую становятся главной преградой на пути создания быстродействующей, компактной и, в то же время, помехоустойчивой и надёжной аппаратуры. Неучёт факторов, составляющих проблему, при проектировании какой-либо части устройства способен стать причиной сбоев и ненадёжности в работе устройства в целом, которые трудно локализовать и устранить без больших затрат.

Растёт интерес учёных к проблеме межсоединений. Показательным примером этого роста являются публикации в Трудах Международного Вроцлавского Симпозиума по Электромагнитной Совместимости. Так, в 1992 г. проблема межсоединений печатных плат была представлена лишь одним докладом [17], соавтором которого является автор этой работы, в разделе «VIII. Методы уменьшения электромагнитных помех». В 1994 г. семь докладов по межсоединениям печатных плат выделены в отдельный раздел «XVII. ЭМС в печатных платах». В 1996 г. в разделе «VII. ЭМС в печатных платах» представлено восемь докладов и обширный пленарный

доклад [18], который сделал W. John (Германия). Им же во время симпозиума организован однодневный семинар «Проектирование печатных плат, отвечающее требованиям ЭМС (Компьютерное моделирование – Анализ – Измерения)», включающий девять разделов.

Практически в каждом номере известных международных журналов "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques" и "IEEE Transactions on Circuits and Systems" имеются публикации по данной проблеме. Работы опытных исследователей представлены в тематических выпусках этих и других периодических изданий [19–22]. Из публикаций последних лет выделяется ряд исследований по разработке методов анализа отклика и вычисления параметров межсоединений самой различной сложности, проводимых группами исследователей под руководством таких учёных как O.A. Palusinski, R. Mittra, K. Tripathi (США), M.S. Nakhla (Канада), R. Pregla (Германия), M. Horno (Испания). Исследованиями по электромагнитному и схемному моделированию межсоединений успешно руководит D. De Zutter (Бельгия). 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).

Наконец, последними по очереди, но не по важности следует отметить работы отечественных учёных. Действительно, численный метод, разработанный русским учёным Б.Г. Галёркиным ещё в начале прошлого века, стал одним из самых широко распространённых методов решения сложнейших задач электродинамики, в том числе и анализа межсоединений. Теоретические работы В.И. Коваленкова [23, 24] по анализу связанных линий передачи во многом предопределили появление важных теоретических исследований по анализу многопроводных линий передачи, выполненных П.И. Кузнецовым и опубликованных в сборнике статей [25], который дважды переиздавался в США [26] и стал предметом многочисленных ссылок современных исследователей межсоединений. Работы известного отечественного математика академика Л.В. Канторовича [27, 28] оказали значительное воздействие на развитие численных методов. Например, R.F. Harrington [29] сообщает об их существенном влиянии на его работы по приложению метода моментов к задачам вычисления электромагнитного поля [30, 31]. Ряд работ академика А.Н. Тихонова по методам решения некорректных задач [32] позволил разработать эф-

фективные модели численного электродинамического анализа различных структур [33], в том числе произвольных трёхмерных [34], успешно используемых в системе электродинамического моделирования [35]. Важные для теории многопроводных линий передачи выводы телеграфных уравнений из уравнений Максвелла представлены, например, в работах [36, 37]. Исследования многопроводных структур успешно развивались отечественными учёными, прежде всего применительно к созданию устройств СВЧ-техники: на основе планарных многопроводных линий [37, 38]; с применением более сложных многосвязных полосковых структур с неравной физической длиной связанных линий в области их связи [39]; с использованием возможности контролируемого распространения электромагнитных волн в объёмных структурах [40]. Однако исследовались межсоединения и быстродействующих цифровых схем: для случая одиночных линий с распределёнными по длине нагрузками [41]; для двух связанных линий [42]; для многопроводных межсоединений в однородной [43] и неоднородной диэлектрической среде [44]. Интересные аспекты межсоединений для пикосекундных сигналов показаны в [45]. Большой вклад в исследования межсоединений печатных плат обобщен в работе [46]. Различные вопросы ЭМС печатных плат рассмотрены в [47]. Универсальные и высокоэффективные модели межсоединений разработаны в [48].

Проблема неискажённой передачи электрических сигналов в межсоединениях возникает практически на всех структурных уровнях вычислительной техники и систем управления: в микросхемах (межкристалльные соединения в многокристалльных чипах, корпус СБИС с большим числом выводов); в субблоках (печатные платы, платы с тонкопроводочным монтажом и прочие монтажные платы); в блоках (многоконтактные соединители и объединительные панели); в шкафах (многопроводные жгуты и кабели). Однако особенно острой эта проблема оказывается для монтажных плат, поскольку, отличаясь сложной топологией и высокой плотностью, их межсоединения могут достигать длины в несколько десятков сантиметров. По этой причине, несмотря на универсальность ряда вопросов, рассмотренных в работе, в ней делается акцент на межсоединения именно монтажных плат.

Важным этапом совершенствования межсоединений, позволяющим получить высокие характеристики с наименьшими затратами, является моделирование различных процессов, связанных со всем жизненным циклом межсоединений, от их производства до утилизации, например технологических процессов, а также происходящих при работе межсо-

единений химических, механических и тепловых процессов. Но в первую очередь важно моделировать электромагнитные процессы, связанные с проходом электрических сигналов в межсоединениях, поскольку именно оно определяет основное функциональное назначение межсоединений.

Используют экспериментальное и теоретическое моделирование. Экспериментальное возникло сравнительно давно и при отсутствии развитых математических методов и средств вычислительной техники часто было единственно возможным, вполне доступным и удовлетворительным для несложных межсоединений видом моделирования. Однако с ростом плотности и быстродействия межсоединений появилась необходимость моделирования всё более сложных и тонких процессов. Это привело к усложнению и удорожанию изготовления экспериментальных макетов, необходимости точного и дорогого измерительного оборудования, росту требований к квалификации исследователя-экспериментатора. Поэтому возросло значение теоретического моделирования межсоединений. Широкое распространение и резкий рост производительности вычислительной техники, а также возможность быстрого получения вычисленных характеристик для любых параметров межсоединений, изменяющихся в самых широких диапазонах, сделали теоретическое моделирование несравнимо эффективнее экспериментального. Кроме того, появилась возможность эффективного решения не только задачи анализа, но и синтеза, и оптимизации межсоединений. Поэтому основное внимание в данной работе уделяется вопросам теоретического моделирования.

Отметим, что в ряде случаев остаются ограничения на применение теоретического моделирования, связанные со сложностью определённых видов межсоединений и недостаточными ресурсами компьютеров. Тогда наиболее эффективным, а часто и единственно возможным, остаётся экспериментальное моделирование. Кроме того, известное преимущество экспериментального моделирования перед теоретическим, остающееся в силе по сей день, заключается в том, что именно практика является окончательной проверкой теории. Таким образом, свои достоинства и недостатки имеет каждый вид моделирования, и в конкретном исследовании они могут взаимно дополнять друг друга. Поэтому в данной работе рассматриваются вопросы не только теоретического, но и экспериментального моделирования межсоединений.

Отработанные методики экспериментального моделирования, теоретически разработанные методы, алгоритмы и реализованные на их основе программы вычислительного моделирования межсоединений способны стать мощным инструментом для дальнейшего совершенствования меж-

соединений. Графики зависимостей характеристик межсоединений от параметров конфигурации позволяют судить о потенциальной возможности получения требуемых характеристик и сравнивать характеристики исследуемых межсоединений с характеристиками известных. В результате открываются дополнительные возможности уменьшения искажений электрических сигналов в межсоединениях.

## **2.2. Основные причины искажений сигналов в межсоединениях и способы их уменьшения**

Под искажениями сигнала понимают изменения его параметров более допустимых пределов. Рассмотрим основные причины искажений сигнала при передаче по межсоединениям и способы их уменьшения.

При передаче гармонического сигнала по одиночному межсоединению он задерживается по времени из-за конечной скорости распространения и затухает по амплитуде из-за потерь в материалах межсоединения. Зависимость задержки и потерь от частоты сигнала называют дисперсией. При полигармоническом сигнале каждая его спектральная составляющая проходит по межсоединению со своей задержкой и своим затуханием, что приводит к изменению временной формы сигнала. Изменение геометрических параметров и параметров материалов межсоединения по его длине приводит к изменению задержки и потерь по длине межсоединения.

Важное влияние на искажения сигнала, передаваемого по межсоединению, оказывают нагрузки или неоднородности, расположенные в начале, конце или по длине межсоединения. В результате часть сигнала отражается от каждой нагрузки и распространяется по межсоединению в обратном направлении. Поэтому к концу межсоединения сначала приходит оставшаяся часть сигнала, а позже приходят его части, испытавшие чётное число отражений [49]. Величина, полярность и форма отражённой части сигнала зависят от соотношения нагрузки с волновым сопротивлением межсоединения и от характера нагрузки (резистивная, комплексная). Нелинейность нагрузки обогащает исходный спектр сигнала: в случае гармонического сигнала к нему добавляются его гармоники, а в случае полигармонического сигнала – гармоники каждой составляющей исходного спектра сигнала и их комбинационные частоты [50].

Причиной искажений сигналов, передаваемых по межсоединениям, часто является внешнее электромагнитное поле. Действительно, любое межсоединение представимо в качестве приёмной антенны, характеристики которой определяются видом и параметрами межсоединения. Такое

представление часто помогает качественно оценить возможности уменьшения влияния внешнего электромагнитного поля на сигналы, передаваемые по межсоединениям. Источники электромагнитного поля могут быть различными. Важным частным случаем такого источника являются сигналы соседних межсоединений.

Причины искажений сигналов, распространяющихся в нескольких межсоединениях, сложно определить однозначно. В общем случае они зависят от величины и соотношения электрической и магнитной индукции в отдельных межсоединениях. Для некоторых частных случаев конфигураций многопроводных межсоединений делаются более определённые выводы. Наиболее простой конфигурацией являются параллельные межсоединения, параметры которых не изменяются по длине. Тогда любой сигнал, возбуждаемый в межсоединении, представляется линейной комбинацией нескольких мод, каждая из которых распространяется с постоянной скоростью [51]. При однородном диэлектрическом заполнении скорости всех мод равны (и это упрощает анализ), а при неоднородном – могут быть различны. Из модального анализа и даже из оценки скоростей мод можно сделать выводы о возможностях уменьшения искажений. Однако при изменении параметров линии по длине такой подход не применим, и нужен более сложный анализ нерегулярных линий.

В заключение отметим ещё одну причину искажений сигналов в межсоединениях – несоответствие реальных характеристик межсоединений требуемым из-за погрешностей, возникающих на этапах проектирования и технологической реализации [45]. В первом случае это обусловлено методической погрешностью из-за несовершенства используемых моделей и других теоретических приближений, во втором – производственной погрешностью параметров межсоединений, определяемой разбросом размеров и свойств материалов относительно номинальных значений. Ярким примером результата такого несоответствия является измеренное значение характеристического импеданса линии печатной платы 45 Ом, которое по вычислениям должно быть 55 Ом [52].

Уменьшение искажений сигналов осуществляется, прежде всего, соответствующим выбором параметров межсоединений. Для снижения задержки сигнала в межсоединении фиксированной длины используют диэлектрики с возможно меньшей диэлектрической проницаемостью. Если же диэлектрики заданы, снижение задержки достигается таким изменением размеров и расположения диэлектриков и проводников межсоединения, чтобы большая часть электромагнитного поля сигнала распространялась в диэлектрике с меньшей диэлектрической проницаемостью.

Указанные возможности снижения задержки относятся и к снижению затухания сигнала, вызванного потерями в диэлектрике. Потери в проводниках межсоединения уменьшаются при изготовлении проводников из металла с возможно большей удельной электрической проводимостью. Однако потери в проводниках складываются из нескольких составляющих, величины которых зависят от размеров и формы проводников. Первая составляющая определяется сопротивлением проводника постоянному току и, как известно, обратно пропорциональна площади поперечного сечения проводника, поскольку плотность распределения тока по поперечному сечению полагается равномерной. С ростом частоты сигнала сильнее проявляется скин-эффект, приводящий к росту плотности тока на границе проводника и увеличению потерь. Эффект близости проводников друг к другу также приводит к росту потерь. Результаты решения этой задачи показывают, что, например, общее сопротивление микрополосковой линии переменному току может в четыре раза превышать сопротивление переменному току того же микрополоска, удалённого от плоскости земли [53]. Указанные эффекты существенно зависят от формы, размеров и расположения проводников и могут быть уменьшены соответствующим их выбором.

Отражения сигнала от нагрузок на концах межсоединения уменьшаются с помощью согласования. В случае резистивных нагрузок традиционным способом согласования является выравнивание оконечной нагрузки с волновым сопротивлением межсоединения. Отметим, что полное согласование МПЛП даётся гораздо сложнее, чем одиночной линии [54]. Известно согласование в узкой полосе частот четвертьволновыми отрезками линий передачи, а также широкополосное согласование отрезком линии с волновым сопротивлением, экспоненциально изменяющимся по длине линии [55]. Возможен и такой выбор параметров межсоединений и нагрузок, когда отражённые сигналы на конце межсоединения компенсируют друг друга [56]. Примечательно, что при определённой длине межсоединения с потерями достаточное затухание отражённых сигналов вовсе не требует согласования [57, 58]. Известно также использование корректирующих согласующих цепей, учитывающих рост потерь с частотой [59]. Если нагрузки или неоднородности расположены по длине межсоединения, то возможна их компенсация за счёт изменения параметров самого межсоединения [60].

Уменьшение искажений сигнала, вызванных воздействием внешнего электромагнитного поля, как правило, осуществляется с помощью экранирования. Дополнительные возможности даёт изменение ориентации

межсоединения относительно источника поля, а также выбор конфигурации и параметров межсоединений. Широко используется способ попарного скручивания прямого и обратного проводников.

Указанные способы также применяются и для уменьшения взаимных влияний в многопроводных межсоединениях, однако достижение результата даётся сложнее. Например, при расположенных рядом скрученных парах проводников влияние одной пары на другую уменьшается за счёт использования кратных шагов скрутки и сдвига вдоль линии на половину шага скрутки. Эти способы широко применяются в воздушных линиях связи, в многопроводных плетёных жгутах для межблочной связи и современных кабелях (например, марок UTP, STP, SFTP) для локальных компьютерных сетей. Известны и полосковые варианты нескольких витых пар в плоских кабелях [61] и печатных платах [62]. Примером уменьшения взаимных влияний проводников за счёт выбора их взаимной ориентации является ортогональная разводка соседних сигнальных слоёв в печатных платах.

В случае многопроводных межсоединений, расположенных параллельно друг другу, уменьшение их взаимовлияний достигается посредством увеличения расстояния между ними. Однако эффективность этого способа существенно зависит от формы и расположения обратного проводника межсоединений. В общем случае за счёт обратного проводника можно уменьшать взаимовлияния межсоединений вплоть до полного их экранирования. Примером эффективного использования для этой цели обратного проводника является общая плоскость земли. Взаимовлияние межсоединений, расположенных по разные стороны от общей плоскости, очень мало. Межсоединения, расположенные на одной стороне общей плоскости, располагают как можно ближе к ней. Известно также применение для этой цели дополнительных экранирующих проводников [81, 63, 64] и даже сплошных экранирующих оболочек размером 0,7 мм [65]. Уменьшение взаимовлияний в межсоединениях возможно за счёт контролируемого изменения их параметров по длине [66], а также за счёт изменения параметров диэлектрического заполнения [67–69].

Наконец, уменьшение искажений в межсоединениях из-за несоответствия их реальных характеристик требуемым достигается совершенствованием моделей в направлении всё более точного учёта реальной конструкции межсоединений и минимизацией производственных погрешностей при технологической реализации межсоединений за счёт известных принципов и методов [70] для удовлетворения всё более жёстких требований. Например, стандартный допуск характеристического импеданса

линии печатной платы, составляющий 10%, снизится в ближайшие годы до 7%, а после – и до 5%. Причём это достигается, с одной стороны, уменьшением погрешности средств моделирования до 1%, а с другой стороны, тщательным анализом и уменьшением вкладов в эту погрешность каждого из параметров, максимальные из которых составляют примерно: 30% (ширина линии), 20% (толщина диэлектрика) и 10% (проницаемость диэлектрика) [52].

Выполненный краткий обзор способов уменьшения искажений сигналов в межсоединениях и известная автору литература показывают, что исследований, в которых опубликованы конкретные рекомендации по уменьшению искажений в межсоединениях, очень мало. Одна из причин этого, по-видимому, заключается в существовании ноу-хау по конкретным практическим вопросам, стоящим на переднем крае развития современной радиоэлектроники. К сожалению, в имеющихся публикациях встречаются результаты, даже противоречащие друг другу. Например, использование дополнительных заземлённых полосок между двумя полосками, казалось бы, известно как способ уменьшения электромагнитных влияний [81]. Однако в [63] сделан вывод, что при близком расположении общей плоскости земли этот способ не оправдан, поскольку его эффективность существенно снижается. А в известной работе [64] показано, что заземление экранирующих полосок на концах даже увеличивает перекрёстную помеху на дальнем конце пассивной линии. Такое положение дел говорит и о том, что существенной причиной недостаточного освещения способов уменьшения искажений сигналов является сложность получения однозначных ответов на такие вопросы.

Искажения сигналов в межсоединениях зависят, в общем случае, от соотношения параметров сигналов, межсоединений и их окончаний. Строгая оценка возможностей уменьшения искажений требует анализа отклика МПЛП, что в общем случае произвольных воздействий, конфигураций МПЛП и окончаний является сложной задачей. Однако определённые выводы об уменьшении искажений можно сделать, если рассматривать частные случаи, например, стандартных входных воздействий, неразветвлённых конфигураций и согласованных окончаний, сосредоточившись на поисках возможностей уменьшения искажений за счёт изменения параметров отрезков МПЛП. В частности, довольно большим и важным ресурсом уменьшения искажений представляется изменение параметров поперечного сечения межсоединений.

### 2.3. Уменьшение искажений по результатам экспериментального моделирования

Экспериментальное моделирование межсоединений предполагает их макетирование и экспериментальное определение электрических параметров и отклика на макетах.

Макетирование межсоединений является той стадией, которой не удаётся избежать при экспериментальном моделировании межсоединений. Она необходима для экспериментального определения, как параметров, так и отклика межсоединений. Макетирование новых конструкций межсоединений требует проработки технологических вопросов изготовления межсоединений в производственных условиях. Выбор конструкции макетов должен быть тщательно продуман с учётом особенностей проведения измерений, а выбор диапазона параметров конструкции – с учётом ожидаемых результатов. От этих факторов зависит количество макетов с различными параметрами, а значит, и затраты на их изготовление, которые могут увеличиться при ошибочном выборе.

Непосредственное экспериментальное определение электрических параметров МПЛП выполнимо на основе простой и доступной методики измерений ёмкостных или индуктивных параметров МПЛП с помощью измерителя ёмкостей и индуктивностей [71]. Другим направлением является применение косвенных методов, например рефлектометрии. Так, для определения погонных параметров МПЛП с однородным диэлектрическим заполнением предложено два метода: прямой метод и метод отражения [72]. В случае неоднородной среды матрицы  $[C]$  и  $[L]$  получают из измеренных матриц характеристического импеданса и модальных скоростей, используя временной отклик линии на импульсную или ступенчатую функцию [73] или измеряя импеданс в частотной области при коротком замыкании и на холостом ходу для различных конфигураций [74]. Важным вкладом в решение задачи определения электрических параметров МПЛП стала работа [75], в которой показано вычисление параметров связанных линий из полученных с помощью измерений волновых скоростей и коэффициентов преобразования, которые характеризуют развязанную эквивалентную схему многопроводной системы. В ней также описан метод резонансных частот, позволяющий определять волновые скорости с большей точностью, чем временными методами. Кроме того, в работе описан способ определения индуктивных параметров МПЛП из измерения ёмкостных параметров и характеристических импедансов, позволяющий обойти трудности, связанные с прямым измерением индуктивностей МПЛП.

Однако необходимо отметить, что существенные неоднородности, вносимые в измерительный тракт, небрежность или неправильная методика измерений зачастую значительно снижают точность полученных результатов [76]. Известно также, что погрешность измерения внедиагональных элементов матриц МПЛП даже на очень хорошем оборудовании значительно больше, чем диагональных. Так, при вполне приемлемой погрешности в 1% для диагональных элементов погрешность для внедиагональных элементов, даже матрицы  $2 \times 2$ , может составить 25% [77]. Кроме того, как видно из обзора, в методах косвенного определения параметров во многом используются собственно параметры экспериментально полученного отклика МПЛП после их математических преобразований.

Отметим, что описанным в начале данного раздела этапам экспериментального моделирования может предшествовать поиск (как правило, основанный на анализе известных прототипов) такой геометрической конфигурации проводников и диэлектриков, которая бы отвечала совокупности предъявляемых к ней основных требований. На структурном уровне монтажных плат в первую очередь необходимо рассмотреть основные известные виды плат, провести анализ их достоинств и недостатков и по его результатам сформулировать основные требования, предъявляемые к современным монтажным платам. На этой основе можно предлагать новые варианты, обладающие более совершенными характеристиками по сравнению с известными прототипами.

Известно несколько основных видов монтажных плат и большое разнообразие их оригинальных модификаций (например, [78, 79, 80]), которые классифицируются по определённым признакам [81].

Навесной монтаж был одним из первых видов монтажа радиоэлементов, которые закреплялись на жёсткой пластине, например металлическом "шасси" с изоляторами. Необходимые соединения между выводами в этом случае осуществлялись навесными проводниками путём ручной пайки. У такого способа монтажа много достоинств, например наличие металлической пластины, которая служит одновременно радиатором и теплопроводом, а также электрическим экраном и общим проводником для сигнальных проводов. Элементы навесного монтажа, благодаря его простоте, применяются и по сей день для монтажа, например, крупногабаритных радиоэлементов. Однако такой способ монтажа явно устарел. Миниатюризация радиоэлементов и повышение плотности монтажа усложнили навесной монтаж и увеличили его трудоёмкость, потребовав новых конструктивно-технологических решений.

Пришло время печатного монтажа, начавшегося с односторонних печатных плат. Получение межсоединений травлением фольгированного диэлектрика оказалось очень дешёвым, особенно при большой серийности производства, и в настоящее время повсеместно и хорошо освоено. Потребность более плотного размещения печатных проводников привела к двусторонним печатным платам (ДПП). Однако сплошное диэлектрическое основание вместо металлического ухудшило условия теплоотвода. Для улучшения электрических характеристик межсоединений быстродействующей элементной базы снова появилась необходимость в общей плоскости земли, ради которой приходится жертвовать одним слоем сигнальных проводников.

Дальнейший рост плотности монтажа потребовал увеличения числа слоёв печатной платы. Это привело к появлению многослойных печатных плат (МПП) с большим числом сигнальных слоёв, при необходимости чередующихся со слоями земли и питания. МПП позволила существенно продвинуться в решении проблемы неискажённой передачи сигналов в межсоединениях высокой плотности. Однако стоимость МПП значительно выше, чем ДПП, поскольку изготовление МПП – сложный многооперационный процесс, требующий строгого соблюдения технологических режимов с применением высококачественных материалов, специального высокоточного технологического оборудования и контрольно-измерительной аппаратуры. Действительно, по отечественным оценкам 80-х гг. стоимость МПП может быть дороже ДПП примерно в 10 раз [82], а по типовым ценам современных зарубежных изготовителей стоимость МПП (при малых партиях в 12 и даже 5 штук) составляет: 2 слоя (т.е. ДПП) – \$10/слой; 4 слоя – \$30/слой; 6 слоев – \$40/слой; 8 слоев – \$60/слой [83].

Отдельно следует сказать о платах тонкопроводного монтажа, межсоединения которых осуществляются тонким изолированным проводом с помощью специальных станков с числовым программным управлением. Одной из самых современных технологий изготовления таких плат является технология Multiwire, позволяющая получить на двух слоях разводки плотность межсоединений, эквивалентную двадцатислойной МПП [84]. Другими достоинствами являются открытый доступ к межсоединениям и простота их модификации или переразводки. Кроме того, здесь достигаются более высокие, чем в МПП, электрические характеристики межсоединений, поскольку все изолированные провода лежат в слое адгезива, находящемся на фольге или металлической пластине, выполняющих функцию электрической земли. Недостатком тонкопроводного монтажа

является необходимость специальных станков и индивидуальная работа над каждой платой, что пока оставляет его довольно дорогим.

Рост требований к плотности монтажа и быстрдействию современных электронных схем определяет развитие монтажных плат. Монтажная плата должна обеспечивать неискажённую передачу высокочастотных сигналов в межсоединениях высокой плотности, отвод тепла от корпусов радиоэлементов и межсоединений. Кроме того, важно контролировать влияние на монтажную плату внешних электромагнитных помех и сохранять в допустимых пределах уровень электромагнитных излучений самой платы. Существенным фактором остаётся снижение себестоимости монтажной платы.

Обзор монтажных плат и патентный поиск, проведённые автором, показали отсутствие конструкций монтажных плат, полностью отвечающих всем современным требованиям. Поэтому поиск новых конструкций монтажных плат весьма актуален. Его значимость заключается в том, что удачное решение даёт новые возможности. Конкретизация решения позволяет выполнить предварительную качественную оценку его конструктивных, технологических, стоимостных и электрических характеристик, результаты которой обосновывают целесообразность дальнейшего, более точного количественного анализа характеристик монтажной платы.

В связи с приведенными доводами, в частности касающимися высокой погрешности определения матриц параметров МПЛП экспериментальными методами, в данной работе они не используются, а отдаётся предпочтение экспериментальному определению отклика МПЛП. Действительно, определение отклика не требует специальных приборов и сложных методик измерения и, как правило, сводится к более доступному осциллографу со встроенным генератором. Найденные матрицы параметров – лишь промежуточный результат, а известный отклик – результат окончательный. Именно по параметрам отклика делаются окончательные выводы об уменьшении искажений в межсоединениях и сравниваются межсоединения разных типов. Так, для временного отклика одиночной линии одним из основных параметров является время фронта или спада импульса на выходе линии. В случае связанных линий, как правило, исследуются уровни перекрёстных помех на ближнем и дальнем концах пассивных линий.

Новая помехозащищённая теплопроводная монтажная плата (ПТМП) и результаты её экспериментального исследования представлены в следующих разделах. Показана конструкция ПТМП и выполнена качественная оценка её возможностей. Кратко рассмотрены вопросы макетирова-

ния межсоединений ПТМП, прежде всего некоторые особенности технологии изготовления ПТМП в условиях производства, касающиеся подложки, изолирующего слоя, металлической пластины и электрического контакта к металлической пластине. Описаны различные варианты изготовленных макетов межсоединений. Представлены результаты экспериментального моделирования распространения импульсного сигнала в одиночных линиях и перекрёстных помех в парах связанных линий.

### **2.3.1. Помехозащищённая теплопроводная монтажная плата и качественная оценка её возможностей**

При поиске возможностей совершенствования конструкций монтажных плат учитывались следующие факторы [85].

Широкое распространение и освоение технологии ДПП с двумя сигнальными слоями гарантирует низкую себестоимость изготовления межсоединений. Увеличение числа сигнальных слоёв требует технологии МПП и резко удорожает плату. Металлическая пластина в конструкции платы позволяет возложить на неё несколько важнейших функций: общего проводника для обратных токов сигналов и питания; экрана платы; радиатора и проводника тепла; жёсткой несущей пластины, на которой размещены радиоэлементы.

Между тем, совмещение диэлектрического слоя с печатными межсоединениями на обеих его сторонах и металлической пластины через некий диэлектрический слой, обеспечивающий, по крайней мере, электрическую изоляцию проводников внутреннего слоя от металлической пластины, образует законченную монтажную плату с новыми свойствами. Автором работы совместно с Н.И. Базенковым получен патент [86] на монтажную плату. Эскиз поперечного сечения фрагмента ПТМП, поясняющий возможный вариант её конструкции, показан на рис. 2.1. Корпус интегральной микросхемы (ИМС) приклеен к металлической пластине теплопроводным клеем. Выводы ИМС проходят через сквозные отверстия в металлической пластине и изолирующем слое в металлизированные отверстия подложки и припаиваются к ним. Сигнальные проводники, расположенные на внутренней стороне подложки, образуют обращённые полосковые линии (ОПЛ), а на внешней – подвешенные полосковые линии (ППЛ). Шина питания расположена на внутренней стороне подложки. Общий вывод питания ИМС припаян к металлической пластине. Качественное сравнение ПТМП с обычной ДПП позволяет выявить достоинства ПТМП, касающиеся технологических, тепловых и электрических характеристик.

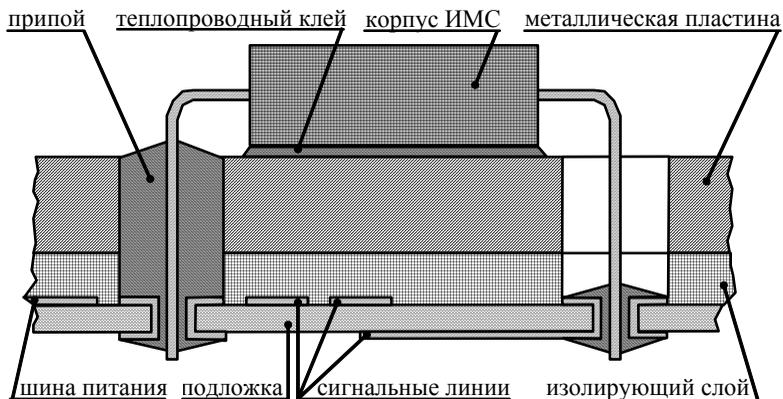


Рис. 2.1. Конструкция помехозащищённой теплопроводной монтажной платы (ПТМП)

Существенным достоинством ПТМП в части технологических характеристик является возможность изготовления подложки, максимально используя широко распространённую технологию производства обычных ДПП. Возникшие проблемы, связанные с изготовлением металлической пластины, компенсируются сверлением большого числа подложек в одном пакете, более качественной металлизацией отверстий и меньшим их диаметром, что стало возможным при тонкой подложке. Проверено на практике использование полиимидной подложки на металлической пластине из алюминиевого сплава, температурные коэффициенты линейного расширения которых близки [87]. Найдены высококачественные и недорогие материалы для изолирующего слоя, например полиэтилентерефталатные плёнки. Они в 10 раз дешевле полиимидных и более устойчивы к воздействию влаги и высокой температуры при таких же значениях относительной диэлектрической проницаемости и потерь [87]. Поэтому предполагаемые затраты на изготовление ПТМП по предварительным оценкам должны быть не намного выше, чем – ДПП.

Наличие металлической пластины позволяет значительно улучшить тепловые характеристики монтажной платы. Например, с помощью теплопроводного клея легко обеспечивается хороший тепловой контакт нижней стороны корпуса микросхемы с металлической пластиной, выполняющей функции одновременно теплового радиатора и проводника тепла, выравнивая температуры корпусов микросхем и приближая их к температуре окружающей среды. Для дополнительного облегчения теплового режима тепло передаётся кондуктивным путём за счёт теплопроводности пластины, например внешнему радиатору. Становится возможным

отказ от вентиляции корпуса всего устройства. Это, в свою очередь, обеспечивает его более эффективную защиту и экранирование от неблагоприятных воздействий внешней среды. За счёт экранирования также уменьшается электромагнитное излучение самого устройства. Полученные возможности улучшения тепловых характеристик монтажной платы важны для увеличения плотности размещения компонентов быстродействующих электронных схем с повышенным выделением тепла.

Качественная оценка позволяет предположить улучшение электрических характеристик всех видов межсоединений ПТМП: системы электропитания, выводов микросхем, а главное, сигнальных линий. Рассмотрим подробнее каждый из видов.

Использование металлической пластины как обратного проводника системы электропитания значительно уменьшает электрическое сопротивление этого проводника и обеспечивает его высокую эквипотенциальность. Кроме того, прямые проводники электропитания, выполненные, например, на внутреннем печатном слое подложки, оказываются расположенными параллельно металлической пластине на малой высоте, равной толщине изолирующего слоя. За счёт этого погонная индуктивность линии передачи, образованной прямым и обратным проводниками питания, оказывается значительно меньше, чем в ДПП. Это обеспечивает существенное уменьшение помех по цепям питания, связанных со всплесками потребления тока, например при одновременном переключении большого числа выходов микросхем. Если необходима более эффективная система электропитания, то её проводники размещаются и на внешнем печатном слое подложки.

Металлическая пластина существенно уменьшает влияние внешних электромагнитных полей на плату, а так же излучение от платы. Площадь контуров протекания сигнальных токов в ПТМП существенно меньше, чем в ДПП. Кроме того, контуры меняют свою ориентацию с параллельной к плоскости платы на перпендикулярную. Дополнительно сильно сказывается экранирующее влияние металлической пластины.

Пропуск выводов микросхем в металлизированные отверстия подложки через сквозные отверстия в металлической пластине оказывает существенное влияние на неоднородности выводов микросхем, что важно для случая быстродействующих схем. Вывод микросхемы становится аналогичным отрезку коаксиальной линии передачи. Уменьшаются ёмкостная и индуктивная связи между соседними выводами.

Однако наибольшее значение имеет выполнение металлической пластиной функции обратного проводника для сигнальных токов, поскольку

это существенно изменяет электрические характеристики сигнальных линий ПТМП по сравнению с обычной ДПП. В этом случае сигналы распространяются по линиям передачи с контролируемым волновым сопротивлением, которые похожи на микрополосковые линии (МПЛ). Печатные проводники наружного сигнального слоя подложки, отделённые от металлической пластины подложкой и изолирующим слоем, образуют подвешенные полосковые линии. Печатные проводники внутреннего сигнального слоя подложки, отделённые от металлической пластины изолирующим слоем, образуют обращённые полосковые линии.

ППЛ и ОПЛ являются сравнительно новыми и мало исследованными линиями передачи в отличие от МПЛ. Качественный анализ позволяет выявить возможности улучшения важных электрических характеристик межсоединений за счёт использования этих линий, а правильный выбор материала и толщины подложки и изолирующего слоя способен дать дополнительные улучшения.

Действительно, если материал подложки определяется в основном технологией изготовления печатных проводников и предварительно сводится к стеклотекстолиту или полиимиду малой толщины, то выбор материала для изолирующего слоя и выбор его толщины во многом определяются электрическими характеристиками. При заданном материале подложки желательно, чтобы изолирующий слой имел меньшие, чем у подложки, относительную диэлектрическую проницаемость и потери и большую, чем у подложки, толщину. Это позволяет существенно снизить эффективное диэлектрическое заполнение линий передачи и задержку сигнала в линиях, а, следовательно, и уровень перекрёстных помех в связанных линиях. Однако необходимо отметить, что получившееся при этом резко неоднородное диэлектрическое заполнение линий способно стать причиной особенностей поведения характеристик одиночных и связанных линий при изменении их параметров. Эти особенности, в свою очередь, могут открыть дополнительные возможности уменьшения искажений сигналов в линиях.

Таким образом, сигнальные межсоединения новой платы образуются двумя различными видами линий передачи, которые отличаются от широко распространённых симметричной полосковой линии и микрополосковой линии значительно большей неоднородностью диэлектрического заполнения, но позволяют получить меньшие задержки сигналов в линиях. Поэтому целесообразно тщательное вычислительное моделирование межсоединений ПТМП с целью выявления возможностей уменьшения искажений сигналов в межсоединениях.

### **2.3.2. Макетирование межсоединений**

Детальное исследование и отработка технологии изготовления ПТМП является отдельным вопросом и не входит в рамки данной работы. Здесь кратко затронуты только особенности изготовления макетов межсоединений ПТМП, показана её реализуемость в условиях производства.

#### **Подложка**

Подложка ПТМП с печатными проводниками с обеих сторон изготавливается по технологии обычных ДПП. Наибольшее распространение здесь получил комбинированный позитивный метод, которым изготавливаются ДПП, как правило, из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1–2 мм. Выбор такой толщины ДПП диктуется главным образом соображениями жёсткости. В ПТМП, благодаря жёсткости металлической пластины, толщина подложки ПТМП существенно меньше. Это улучшает электрические характеристики межсоединений, не меняя ничего принципиально в технологии изготовления подложки. Заготовка подложки становится гибкой и лёгкой, как листок бумаги. Однако возникающие из-за этого сложности её изготовления легко устраняются.

Известна более прогрессивная полуаддитивная технология, как правило, применяемая для изготовления гибких печатных плат и кабелей, а также отдельных слоёв МПП из тонких, например, полиимидных подложек. Она полностью снимает проблемы тонкой подложки, позволяет получить более плотные и качественные межсоединения, но менее распространена. Кроме того, стоимость полиимидных подложек выше, чем стеклотекстолитовых.

Практически изготовление подложки ПТМП сводится к двум вариантам, условно названным "дешёвый стеклотекстолит" и "качественный полиимид".

#### **Изолирующий слой**

Изолирующий слой препятствует контакту внутреннего слоя проводников подложки с металлической пластиной. В качестве изолирующего слоя используются слои клея или лака, тонкая диэлектрическая плёнка или сетка и даже слой воздуха. Толщина и материал изолирующего слоя выбираются не только из конструктивных и технологических соображений, они значительно влияют на электрические характеристики межсоединений.

#### **Металлическая пластина**

Процесс изготовления металлической пластины должен включать в себя, как минимум, получение отверстий для выводов радиоэлементов, устанавливаемых со стороны металлической пластины. Получение хоро-

шего электрического контакта пластины и общих выводов радиоэлементов облегчается, например, с помощью нанесения на пластину специальных покрытий.

Процесс изготовления пластины сильно зависит от выбора металла. Требования к металлу определяются прежде всего его качественными и стоимостными характеристиками, а также минимумом затрат при изготовлении. Учитываемые качественные характеристики определяются функциями, которые выполняются пластиной. Так, для хорошей общей земли сигналов и питания нужен металл с малым объёмным удельным электрическим сопротивлением. Для эффективного отвода тепла от корпусов радиоэлементов желательна высокая теплопроводность металла. Малая плотность важна для снижения веса платы, а различные прочностные характеристики должны обеспечивать требуемую жёсткость платы с учётом массы установленных радиоэлементов и минимальные затраты для получения отверстий. Важны и технологические характеристики металла, влияющие на получение хорошего электрического контакта пластины и общих выводов радиоэлементов. Наконец, необходима минимальная разница температурных коэффициентов линейного расширения пластины и подложки.

Исходя из этих критериев, выбор металла сводится к трём вариантам.

Медь обладает высокой электропроводностью, хорошо проводит тепло и легко паяется, но относительно дорога.

Алюминий и его сплавы с магнием (например, АМц или Д16) лёгки, теплопроводны и дешевы, но требуют особого подхода при пайке.

Сталь является недорогим и прочным металлом, не создаёт особых проблем при пайке. Но низкие электропроводность и теплопроводность стали, а также высокая плотность являются недостатками. Кроме того, магнитные свойства стали ухудшают электрические характеристики межсоединений.

Особое место занимает вопрос получения отверстий в металлической пластине. Сверловка отверстий в пластине вместе с подложкой обеспечивает точное совмещение отверстий и высокую скорость сверловки. Однако, параметры режима сверловки станка для печатных плат (высокая скорость подачи и очень большие обороты) рассчитаны на твёрдый диэлектрик, а не на металл. Поэтому для такой сверловки желательна минимальная толщина пластины. Сталь может оказаться слишком твёрдой, а алюминий очень мягким, дающим длинную стружку. Поэтому оптимальным оказывается сплав Д16.

В отличие от диаметра отверстий в подложке (менее 1 мм) диаметр отверстий в пластине должен быть достаточно большим (около 2 мм), чтобы исключить её электрический контакт с выводами радиоэлементов. Это однозначно предполагает окончательную сверловку пластины отдельно от подложки, хотя и не исключает предварительную сверловку пластины вместе с подложкой. Например, пластина не просверливается полностью, а только размечается сверлом, когда находится под подложкой. Если позволяет режим сверловки, пластина размещается над подложкой и просверливается полностью.

Если сверлить пластину вместе с подложкой нельзя, используется сверлильный станок для металлов. При этом режим сверловки подбирается для конкретного металла и сверлится пакет из большого числа пластин. Недостатками в этом случае являются малая скорость сверловки и неточное совмещение отверстий пластины и подложки.

Наконец, для единичного производства несложных плат применим вариант ручной сверловки на настольном сверлильном станке. Это самый трудоёмкий и грубый вариант, но он не требует специальных станков.

В качестве альтернативы сверловке отверстия вырубаются, подобно базовым отверстиям в заготовке. Производительность метода очень высока. Однако для него необходимо изготовление своего штампа для каждой платы или применение специальных наборных штампов.

#### Электрический контакт к металлической пластине

Электрический контакт выводов радиоэлементов с проводниками внешнего слоя легко осуществить обычными средствами, например ручной пайкой паяльником или "волной" припоя при серийном производстве. Протекание сравнительно больших токов через общий вывод радиоэлемента требует особого подхода к реализации его контакта с металлической пластиной. Сложности создают высокая теплоёмкость и особенности пайки металлической пластины.

Для корректного выбора способа контакта необходимо учесть, что удельное объёмное электрическое сопротивление припоя на порядок больше, чем – хорошо проводящего металла, а контактола (токопроводящего клея) – даже на два порядка [88]. Минимальное электрическое сопротивление контакта и его высокая прочность получаются при сварке металлов. Приемлемо применение, например, горячей контактной сварки или холодной сварки давлением, но это требует специального оборудования и довольно проблематично. Получение электрического контакта с помощью токопроводящего клея, наносимого в место соединения проводников с помощью шприца, отличается простотой, но даёт высокое

электрическое сопротивление контакта. Если учесть важность контакта общего проводника, этот недостаток является довольно существенным, но в отдельных случаях компенсируется малым электрическим сопротивлением металлической пластины.

Традиционным и проверенным решением данной задачи является использование пайки. Однако способы пайки для разных металлов сильно различаются не только в технологии, но и в стоимости. Основные способы пайки, которые применимы для металлической пластины ПТМП, рассмотрим на примере пайки алюминия и его сплавов [89].

Низкотемпературную пайку алюминия и его сплавов припоями на основе олова осуществляют, применяя удаляющие окись алюминия флюсы на основе высококипящих органических соединений типа триэтанолamina с добавками в качестве активных компонентов бортфторидов кадмия и цинка. Недостатком способа является то, что компоненты легкоплавких припоев в паре с алюминием образуют коррозионно-нестойкие соединения. Это связано с большой разностью нормальных электродных потенциалов. Более высокая коррозионная стойкость получается при бесфлюсовой пайке алюминия в специальных газовых средах или вакууме, что, однако сложно реализуемо в нашем случае.

Известны довольно простые, хотя и более трудоёмкие способы низкотемпературной пайки без применения флюсов, такие как абразивная пайка или пайка трением. При этом способе пайки окисную плёнку с поверхности алюминия удаляют находящимся в расплаве припоя шабером или частицами абразива (асбест, металлические порошки). Для лужения алюминия применяют также абразивные паяльники, у которых рабочая часть представляет собой стержень из частиц припоя и абразива. Лужение производят также с помощью ультразвуковых паяльников и в ультразвуковых ваннах. Применим также способ абразивно-кавитационного лужения, при котором твёрдые частицы, находящиеся в жидком припое, в ультразвуковом поле оказывают дополнительное абразивное воздействие на металл.

Многие недостатки и затруднения исчезают при использовании технологических покрытий под пайку. В качестве таких покрытий при низкотемпературной пайке алюминия принято использовать медь, никель, серебро, цинк. Покрытие наносится электролитически, химически, термовакуумным напылением и другими способами. Наиболее высокое качество сцепления покрытия с основным металлом и коррозионную стойкость паяных соединений обеспечивает применение никель-фосфорных покрытий, наносимых на поверхность алюминия химическим способом

из специальных гипофосфитных растворов. Пайка по покрытию легко осуществляется оловянно-свинцовыми припоями с применением канифольно-спиртовых флюсов и отличается высокой коррозионной стойкостью. Применяют нанесение слоя меди или цинка на поверхность алюминия методом горячего плакирования. Например, листы алюминия, плакированные медью, выпускаются промышленностью, но стоят гораздо дороже обычного алюминия. При всей своей привлекательности нанесение покрытия на металлическую пластину – это ещё один технологический процесс, удорожающий изготовление ПТМП. Однако упрощение пайки и улучшение, благодаря покрытию, определённых характеристик ПТМП оправдывает дополнительные затраты.

#### Макеты ПТМП

На производственном оборудовании в цехах ПО "Контур" (г. Томск) автором работы были опробованы различные варианты изготовления элементов ПТМП. В результате получено несколько макетов ПТМП.

В условиях серийного производства ДПП комбинированным позитивным методом была изготовлена партия подложек ПТМП размерами 270×250 мм из двусторонне фольгированного стеклотекстолита марки СТФ-2-35-0,25 с толщиной диэлектрика 0,18 мм. На вертикально-фрезерном станке с ЧПУ были просверлены металлические пластины из листов алюмининево-марганцевого сплава толщиной 1 мм, дюралюминия толщиной 0,5 мм и стали толщиной 0,4 мм. На настольном сверлильном станке по кондуктору были просверлены металлические пластины из листов алюмининево-марганцевого сплава толщиной 1 мм и стали толщиной 1 мм. На стальную пластину толщиной 1 мм было нанесено под пайку покрытие олово-висмут, такое же, что и на подложку. В качестве изолирующего слоя использовался материал ПДЛ толщиной 0,36 мм, представляющий собой полиэтилентерефталатную плёнку с нанесённым с обеих сторон клеевым слоем, покрытым защитной плёнкой. К стальной и алюминиевой пластинам толщиной 1 мм были приклеены материалом ПДЛ подложки с сигнальными слоями. Полученные таким образом макеты ПТМП затем были вырублены по периметру штампом и снабжены стандартным ребром жёсткости.

Кроме того, были изготовлены два фрагмента ПТМП размером 76×31 мм из алюмининево-марганцевого сплава толщиной 1 мм с двумя микросхемами, приклеенными теплопроводным клеем к металлической пластине. Общие выводы микросхем припаяны к пластине абразивной пайкой, остальные выводы на одном фрагменте припаяны вручную паяльником, а на другом – "волной".

Наконец, негативным методом было изготовлено большое число подложек для моделирования распространения сигналов и перекрёстных помех в одиночных и связанных межсоединениях. Межсоединения выполнены с различным числом полосок и разносов между ними, а также на подложках разной толщины.

### 2.3.3. Распространение импульсных сигналов в одиночных линиях

Распространение импульсных сигналов в межсоединениях ПТМП [90, 91] экспериментально моделировалось на двух макетах одиночных линий с печатными полосками длиной 240 мм, шириной 0,3 мм и толщиной 0,035 мм. Первая линия представляла собой обычную МПЛ с подложкой из стеклотекстолита с толщиной 0,2 мм, вторая – ППЛ с подложкой из стеклотекстолита с толщиной 0,18 мм и изолирующим слоем из полиэтилентерефталата с толщиной 0,12 мм. К концам линий были припаяны малогабаритные СВЧ-разъёмы типа СРГ-50, с помощью которых они включались в 50-омный тракт осциллографа С1-91/3, от внутреннего генератора которого на линии подавались импульсы со временем спада около 100 пс. На рис. 2.2 приведены осциллограммы сигналов на входах линий ( $V_{ВХ}$ ), на выходе МПЛ ( $V_{МПЛ}$ ) и на выходе ППЛ ( $V_{ППЛ}$ ). После прохождения импульса по линии время спада по уровням 0,1–0,9 от его амплитуды составило около 300 пс для МПЛ и около 180 пс для ППЛ. Существенно меньшие искажения импульсных сигналов в ППЛ получены за счёт использования изолирующего слоя с меньшей, чем у подложки, зависимостью параметров от частоты.

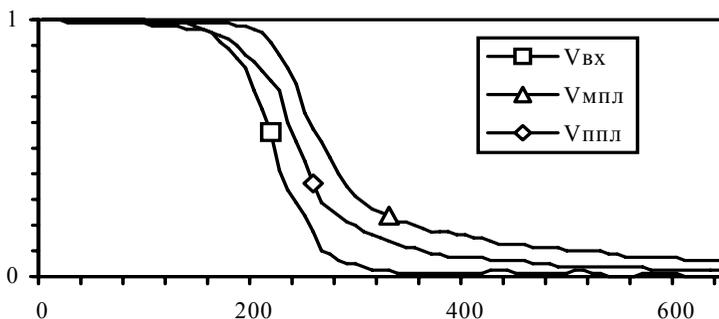


Рис. 2.2. Осциллограммы сигналов (В, пс) на входах и выходах МПЛ и ППЛ

### 2.3.4. Перекрестные помехи в парах связанных линий

Проведена экспериментальная оценка искажений сигналов из-за перекрестных помех [85, 86]. Для этого были изготовлены макеты пар связанных МПЛ, ППЛ и ОПЛ с полосками длиной 250 мм и толщиной 0,035 мм. Величины оконечных резистивных нагрузок на всех концах линий равнялись 100 Ом. На вход активной линии от генератора Г5-78 подавались импульсы со временем фронта 1 нс и амплитудой 1 В. Пиковое значение напряжения в начале и на конце пассивной линии измерялось осциллографом С1-97.

Известно [116], что в паре связанных МПЛ электромагнитная связь уменьшается с ростом величины  $s/h$ , где  $s$  – разнос линий (расстояние между соседними краями линий), а  $h$  – высота линий над плоскостью земли. Макеты пар связанных линий были изготовлены с такими параметрами, чтобы при заданном волновом сопротивлении одиночной линии  $\approx 100$  Ом получить максимальную величину  $s/h$ . Шаг трассировки линий (расстояние между их вертикальными осями) не изменялся и выбран равным 2,5 мм.

Первой исследовалась МПЛ с подложкой из стеклотекстолита, как частный случай ППЛ с подложкой и изолирующим слоем из стеклотекстолита. Поперечное сечение макета МПЛ показано на рис. 2.3.

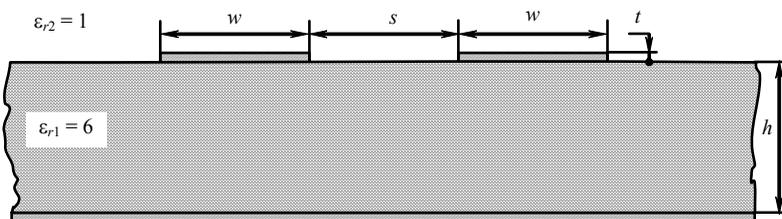


Рис. 2.3. Поперечное сечение макета связанных МПЛ

Более тонкая подложка позволяет увеличить  $s/h$ . Однако для сохранения волнового сопротивления надо уменьшать ширину проводника, что трудно реализуемо технологически. Дополнительное уменьшение уровней перекрестных помех получается уменьшением диэлектрического заполнения линии, а именно, используя ППЛ с изолирующим слоем с меньшей, чем у подложки относительной диэлектрической проницаемостью, например из воздуха. Поперечное сечение макета такой ППЛ показано на рис. 2.4.

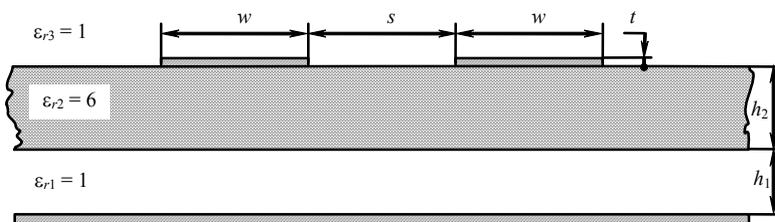


Рис. 2.4. Поперечное сечение макета связанных ППЛ

Параметры линий и соответствующие им измеренные и вычисленные пиковые значения напряжения перекрёстных помех (мВ) в начале и конце пассивной линии для МПЛ и для ППЛ приведены в табл. 2.1. Из неё видно, что уменьшение ширины полоски  $w$  (при неизменном шаге трассировки  $s+w=2,5$  мм) и толщины подложки  $h$  уменьшает перекрёстные помехи в МПЛ. Для ППЛ (пятая строка табл. 2.1,  $h=h_1+h_2=0,19+0,19$  мм) перекрёстная помеха в начале пассивной линии меньше, чем для МПЛ с такой же шириной полоски (четвёртая строка табл. 2.1), а перекрёстная помеха на конце пассивной линии близка к нулю.

Таблица 2.1

**Пиковые значения напряжения перекрёстных помех (мВ) в начале и конце пассивной линии для МПЛ (строки 1–4) и ППЛ (строка 5)**

$w$ , мм	$h$ , мм	Начало		Конец	
		Вычисление	Измерение	Вычисление	Измерение
0,70	2,0	93	91	-50	-32
0,50	1,5	61	59	-45	-30
0,30	1,0	30	37	-33	-22
0,25	0,6	13	18	-20	-8
0,25	0,19+0,19	10	10	0	-3

В табл. 2.2 показаны измеренные и вычисленные пиковые значения напряжения перекрёстных помех (мВ) в начале пассивной линии в зависимости от шага трассировки ( $s+w$ ) для пары ППЛ и для пары ОПЛ. В обоих случаях ширина полоски  $w$  равна 0,39 мм и толщина подложки  $h_2$  из стеклотекстолита ( $\epsilon_{r2}=6$ ) равна 0,19 мм. Толщина воздушного изолирующего слоя  $h_1$  для ППЛ равна 0,11 мм, а для ОПЛ равна 0,19 мм. Из табл. 2.2 видно, что даже при сравнительно малом шаге трассировки 1,0 мм перекрёстная помеха в паре связанных ППЛ и ОПЛ относительно большой длины (250 мм) в начале пассивной линии составила менее одной десятой от амплитуды 1 В входного импульса с фронтом в 1 нс.

**Пиковое значение напряжения перекрёстной помехи  
в начале пассивной линии (мВ) для ППЛ и для ОПЛ**

$s+w$ , мм ( $w=0,39$ мм)	ППЛ		ОПЛ	
	Вычисление	Измерение	Вычисление	Измерение
1,00	54	77	70	91
1,25	34	50	40	56
1,50	23	40	33	42
1,75	16	27	23	31
2,00	12	22	17	23
2,25	9	16	13	18
2,50	7	15	10	15

#### **2.4. Уменьшение искажений по результатам теоретического моделирования**

Многие причины искажений, например потери, задержка, ёмкостные и индуктивные взаимовлияния, зависят от параметров поперечного сечения межсоединений. Сильное влияние на эти искажения оказывает диэлектрическое заполнение, особенно если оно неоднородно. Причина в том, что неоднородность диэлектрического заполнения неодинаково влияет на ёмкостные и индуктивные параметры межсоединений, соотношения которых, в свою очередь, определяют основные характеристики одиночных и связанных межсоединений. Именно неоднородность диэлектрического заполнения успешно используется исследователями для получения требуемых характеристик межсоединений в СВЧ-технике. Одним из примеров является слоистое диэлектрическое заполнение. Так, воздушные диэлектрические слои, позволяющие существенно уменьшить значение постоянной распространения и её дисперсию, а также получить нулевую чувствительность некоторых характеристик к изменениям геометрических параметров линий, широко используются в СВЧ-линиях передачи, например, в подвешенной и обращённой микрополосковых линиях с одной плоскостью земли [92], в подвешенной полосковой линии с двумя плоскостями земли [93]. В случае двух связанных линий с воздушным слоем оказывается возможным выравнивание фазовых скоростей чётной и нечётной мод, что эквивалентно выравниванию коэффициентов ёмкостной и индуктивной связи и часто используется для улучшения характеристик направленных ответвителей. Возможность такого выравнивания была показана: при изменении расстояния между полосками для подвешенной пары связанных полосковых линий с замкнутым экраном [67]; при изменении различных параметров для пары полосковых линий на подложке из поликора в воздухе между двумя экранами [68];

для плоских кабелей [94]; для двух связанных подвешенных линий с воздушным зазором [95]; для двух связанных микрополосков на двух диэлектрических слоях [96]. Известно также использование для этой цели даже одно- и двухслойного анизотропного диэлектрика [69]. Возможность выравнивания фазовых скоростей чётной и нечётной мод в подвешенной полосковой линии использована в конструкции топологических ключей для пикосекундной цифровой обработки СВЧ-сигналов [97].

Однако отсутствуют работы, детально исследующие возможности уменьшения искажений за счёт неоднородного диэлектрического заполнения межсоединений монтажных плат, в частности часто встречающихся в них структур из одного или нескольких отрезков одиночных, связанных и многопроводных линий. Между тем, такие исследования весьма актуальны, в частности для длинных связанных межсоединений в неоднородной диэлектрической среде, когда величина перекрёстной помехи на дальнем конце пассивной линии может быть много большей, чем на ближнем конце [98]. Поэтому в данной работе уделяется большое внимание этим вопросам. Они рассмотрены в нескольких описанных ниже подразделах.

Для оценки возможностей уменьшения искажений часто обходятся без строгого вычисления отклика, а лишь оценкой первичных параметров, из которых легко получаются основные характеристики межсоединений. Это может резко уменьшить время оптимизации межсоединений. Поэтому в данной работе возможностям уменьшения искажений сигналов за счёт изменения параметров поперечного сечения межсоединений, которые видны уже из результатов вычислений первичных параметров отрезков межсоединений, уделяется особое внимание. Эти возможности показаны в разд. 2.4.1.

Непосредственное использование этих возможностей в печатных платах (например, имеющих межсоединения в двухслойном диэлектрике над плоскостью земли) возможно, но затруднено из-за произвольности межсоединений, образованных в общем случае многочисленными отрезками многопроводных линий передачи, имеющими разные типы, параметры поперечного сечения и длины. Для преодоления этих трудностей необходимо шире исследовать возможности уменьшения дальней перекрёстной помехи. Однако для этого часто требуется вычисление не только параметров межсоединений, но и отклика, что может оказаться весьма сложным. Вычисление упрощается при ряде допущений, например отсутствии потерь и дисперсии, часто оставляющих результаты адекватными. Конечно, точное моделирование потерь в проводниках и диэлектриках может

быть важным для линий передачи вообще [99] и для случая вычисления дальней перекрёстной помехи в двух связанных линиях с выравненными скоростями чётной и нечётной мод в частности [100]. Но можно рассматривать связанные линии без потерь и дисперсии по следующим соображениям.

Потери и дисперсия в связанных микрополосках исследованы весьма обстоятельно [101]. Отмечено, в частности, что для большинства случаев потери и дисперсия из-за плоскости земли и диэлектрика с потерями пренебрежимо малы по сравнению с сигнальными проводниками. Также показано, что потери в проводниках: значительно уменьшаются для более толстых проводников; приблизительно одинаковы для разных мод в линиях; могут очень мало зависеть от частоты.

Исследована дисперсия в двух связанных микрополосках на двух диэлектрических слоях, когда у нижнего диэлектрическая постоянная много меньше, чем у верхнего [96]. Показано, что если разница между эффективными диэлектрическими постоянными чётной и нечётной мод минимизирована, то она остаётся пренебрежимо малой в широком диапазоне частот, в результате минимизируя дальнюю перекрёстную помеху. продемонстрирована адекватная ТЕМ аппроксимация для дальней перекрёстной помехи от распространения импульса со временем нарастания и спада в 15 пс [102].

Характерные особенности межсоединений печатных плат и двухслойной диэлектрической среды могут сильно уменьшить потери и дисперсию. Например, межсоединения печатных плат имеют, как правило, толстые проводники. Задержку сигнала и диэлектрические потери в межсоединениях печатных плат снижают выбором подложек с малыми проницаемостями и потерями. Кроме того, при двухслойной диэлектрической среде (когда задан фольгированный диэлектрический материал подложки с проводниками) существует дополнительная возможность выбора материала с меньшими потерями для другого диэлектрика. К тому же правильный выбор высот диэлектриков значительно уменьшит общие потери и дисперсию линий [103]. (При воздушном зазоре между подложкой и плоскостью земли ТЕМ аппроксимация адекватна до 100 ГГц [104].)

Таким образом, в обычных структурах печатных плат потери для различных мод связанных межсоединений малы и примерно одинаковы. Следовательно, они вызывают пренебрежимо малые различия в характеристиках распространения этих мод. Это означает, что, даже если потери важны для оценки реальной величины перекрёстной помехи, ими можно пренебречь при оценке компенсации перекрёстной помехи.

Наконец необходимо обратиться к неоднородностям на стыках отрезков связанных линий. Их влияние на дальнюю перекрёстную помеху может быть значительным и даже использоваться для её уменьшения [105]. Однако необходимо отметить, что это влияние сильно зависит от конкретных типов и параметров этих неоднородностей. Их точное трёхмерное моделирование в общем случае является не простым, поскольку требует полноволнового конечно-разностного анализа во временной области [106] или анализа, использующего эквивалентные схемы частичных элементов [107]. Для некоторых конкретных неоднородностей могут использоваться чисто статические матричные методы, плоско-параллельные модели или некоторые комбинации вышеуказанных методов [108]. Чтобы исследовать влияние на дальнюю перекрёстную помеху именно параметров отрезков межсоединений, влияние различных конкретных неоднородностей можно не рассматривать, хотя модели, используемые для вычисления, позволяют учёт влияния неоднородностей, которые можно приближённо описать сосредоточенными параллельными ёмкостями.

Исследования, выполненные с учётом обоснованных выше допущений, для различных структур из нескольких отрезков одиночных линий представлены в разд. 2.4.2, а связанных – в разд. 2.4.3.

При оценке перекрёстных помех часто рассматривают только две связанные линии, поскольку влияние первой линии на вторую полагают преобладающим, а влияние первой линии на остальные – пренебрежимо малым, например, когда линии расположены планарно и ближе к общей плоскости, чем друг к другу. Между тем, для многопроводных линий с двухслойным диэлектриком такое допущение может оказаться некорректным, например, в случаях полной или частичной компенсации дальней перекрёстной помехи на второй линии. Поэтому актуально исследование перекрёстных помех на разных проводниках многопроводной линии. Кроме того, обзор работ показывает, что искажениям самого сигнала в активной линии уделяется мало внимания: они показаны в реальном примере трёх связанных микрополосковых линий [109], незначительные искажения видны из примера двух связанных линий при наличии существенных отражений сигналов [110]. Таким образом, искажения сигнала в активной линии из-за различия задержек мод в отсутствие отражений, в зависимости от числа связанных линий, от их параметров, а также простые возможности их уменьшения в практических конфигурациях линий остаются малоисследованными. Результаты исследования, в отрезке МПЛП с различными параметрами, дальних перекрёстных помех и сигнала в активной линии приведены в разд. 2.4.4.

### 2.4.1. Уменьшение искажений по результатам оценки погонных параметров линий

В данном разделе представлены зависимости погонных параметров и полученных из них характеристик одиночных, связанных и многопроводных вариантов ППЛ и ОПЛ от различных параметров линий, показывающие многочисленные возможности уменьшения искажений в межсоединениях [111].

#### 2.4.1.1. Одиночные линии

Для моделирования распространения сигналов в одиночных межсоединениях часто пользуются статическим приближением, полагающим потери и дисперсию отсутствующими. При этом необходимо определить две основные характеристики распространения – волновое сопротивление ( $Z$ ) и эффективную диэлектрическую проницаемость ( $\epsilon_{re}$ ) линии передачи.

Для широкого диапазона параметров одиночной ППЛ и одиночной ОПЛ (рис. 2.5) проведены вычисления волнового сопротивления и эффективной диэлектрической проницаемости. Здесь представлены лишь некоторые зависимости, интересные своими особенностями, которых нет в обычных микрополосковых линиях [90,112].

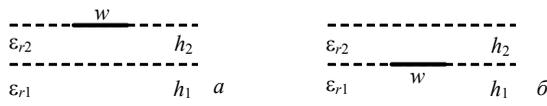


Рис. 2.5. Одиночная ППЛ (а) и одиночная ОПЛ (б)

Вычисления проведены при относительной диэлектрической проницаемости подложки  $\epsilon_{r2}=5$  для разных значений относительной диэлектрической проницаемости изолирующего слоя  $\epsilon_{r1}$ . На рис. 2.6 для ППЛ показаны зависимости волнового сопротивления от относительной толщины подложки  $h_2/w$  при относительной толщине изолирующего слоя  $h_1/w=1$ . Характерная особенность зависимостей – возможность получения точки минимума, а значит, нулевой чувствительности волнового сопротивления к изменению  $h_2$ . Это позволяет достичь стабильного волнового сопротивления ППЛ, особенно при тонких подложках, для которых трудно обеспечить малый относительный разброс по толщине. На рис. 2.7 показаны зависимости эффективной диэлектрической проницаемости ППЛ от относительной толщины подложки  $h_2/w$  при относительной толщине изолирующего слоя  $h_1/w=1$ . На рис. 2.8 показана зависимость эффективной диэлектрической проницаемости ОПЛ от  $h_1/w$  при  $h_2/w=1$ .

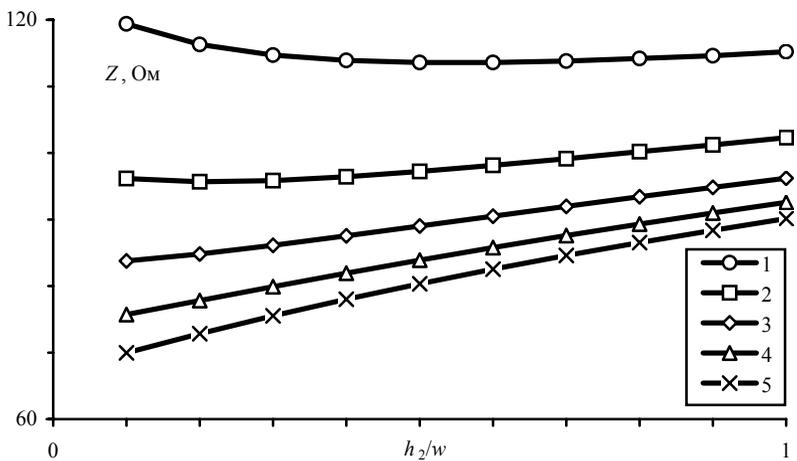


Рис. 2.6. Зависимости  $Z$  ППЛ от относительной толщины подложки для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3, 4, 5$

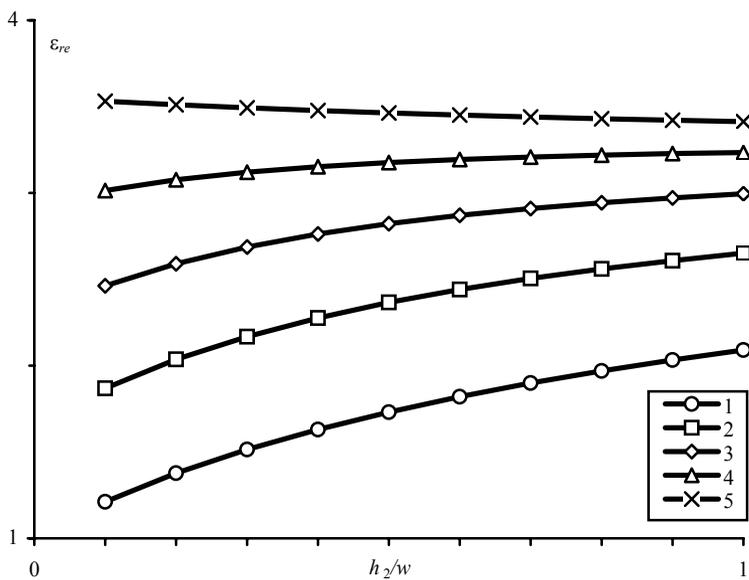


Рис. 2.7. Зависимости  $\epsilon_{re}$  ППЛ от относительной толщины подложки для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3, 4, 5$

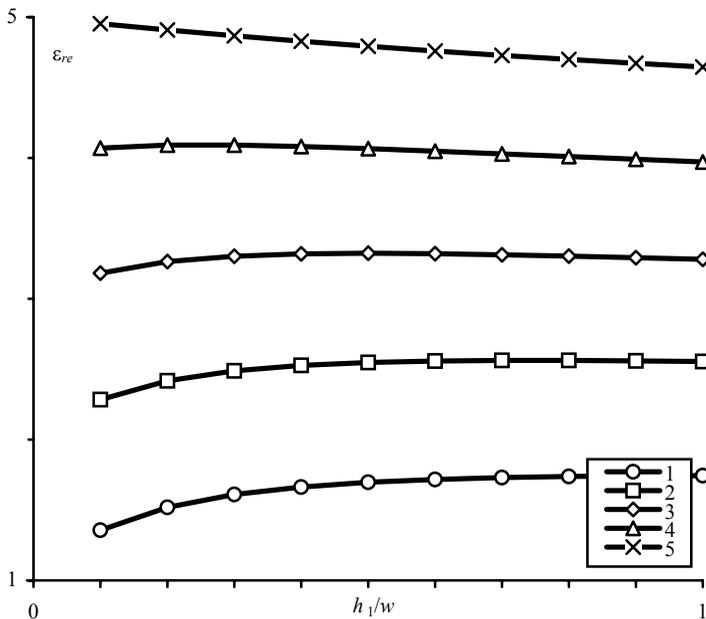


Рис. 2.8. Зависимости  $\epsilon_{re}$  ОПЛ от относительной толщины изолирующего слоя для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3, 4, 5$

Из графиков обоих рисунков можно сделать следующие выводы. Существует такое соотношение параметров ППЛ и ОПЛ, при котором эффективная диэлектрическая проницаемость изменяется незначительно в широком диапазоне значений толщин. Эта особенность линий может быть полезна для случаев, требующих особой стабильности задержки в линиях. В отличие от случая, когда относительные диэлектрические проницаемости обоих диэлектрических слоёв равны ( $\epsilon_{r1}=5$  и  $\epsilon_{r2}=5$  для верхних графиков обоих рисунков), при условии  $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$  (нижние графики) можно уменьшить эффективную диэлектрическую проницаемость за счёт уменьшения толщины слоя. Это позволяет уменьшить отражения сигналов в одиночных линиях и перекрёстные помехи в связанных линиях.

#### 2.4.1.2. Связанные линии

В данном разделе рассмотрены параметры связанных линий. Сначала показана возможность уменьшения перекрёстных помех в двух ППЛ и в двух ОПЛ за счёт изменения параметров диэлектриков при неизменных

значениях ширины полосок, расстояния между ними и волнового сопротивления одиночной линии [113]. Затем рассмотрены ёмкостные и индуктивные взаимовлияния, без условия сохранения неизменным волнового сопротивления одиночной линии, для трёх вариантов связанных линий: двух ППЛ, двух ОПЛ [114], а также ППЛ и ОПЛ [115].

#### ***2.4.1.2.1. Возможность уменьшения перекрёстных помех за счёт выбора параметров диэлектриков***

Известно [116], что одним из самых эффективных способов уменьшения связи в паре МПЛ является увеличение относительного разнеса полосок (отношения расстояния между краями полосок к расстоянию между полоской и плоскостью земли). При этом увеличивают расстояния между осями полосок или уменьшают их ширину. Но на практике эти размеры часто сразу же оказываются минимально возможными для имеющейся технологии изготовления печатных проводников, чтобы получить максимальную плотность межсоединений.

Дополнительно относительный разнос увеличивают за счёт уменьшения расстояния полосок до плоскости земли. Но при этом уменьшается волновое сопротивление одиночной линии, величина, как правило, заданная, зависящая от многих других факторов. Уменьшение расстояния от полоски (с заданной шириной) до плоскости земли при неизменном волновом сопротивлении линии осуществляется посредством уменьшения эффективной диэлектрической проницаемости. В случае обычной микрополосковой линии это означает выбор материала подложки с меньшей проницаемостью. Но это трудно реализуемо, т.к. материал подложки, как правило, выбирается исходя в основном из технологических и стоимостных соображений. В результате для обычных микрополосковых линий, при заданных значениях ширины полосок, разнеса между полосками, материала подложки и волнового сопротивления одиночной линии, все возможные пути уменьшения электромагнитной связи оказываются исчерпанными.

Дополнительная возможность появляется, если между подложкой и плоскостью земли расположен изолирующий слой с относительной диэлектрической проницаемостью, меньшей, чем у подложки. Это позволяет уменьшать эффективную диэлектрическую проницаемость линии, не изменяя тип материала подложки и сохраняя неизменным волновое сопротивление линии за счёт уменьшения соотношения толщин подложки и изолирующего слоя. Полоски, выполненные на внешней (по отношению к плоскости земли) стороне подложки образуют ППЛ, а на внутренней – ОПЛ (рис. 2.9 а, б соответственно).

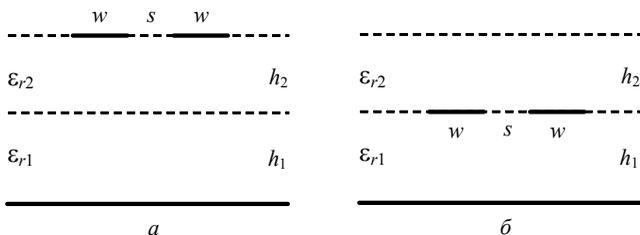


Рис. 2.9. Связанные ППЛ (а) и связанные ОПЛ (б)

На основе вариационного метода для пары связанных линий бесконечно малой толщины были вычислены коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи для ППЛ и ОПЛ. Вычисления производились при фиксированных ширинах полосок  $w=0,3$  мм и разnose между ними  $s=0,325$  мм для относительной диэлектрической проницаемости подложки  $\epsilon_{r2}=5,5$  и трёх значений относительной диэлектрической проницаемости изолирующего слоя  $\epsilon_{r1}=1; 2; 3$ . Для толщины подложки брались значения  $(0,1; 0,2; 0,3; \dots)$  мм, для каждого из которых (с помощью программы, реализующей вариационный метод для одиночных линий) вычислялось значение толщины изолирующего слоя, соответствующее волновому сопротивлению одиночной линии 100 Ом.

Известно [117], что в паре связанных линий без потерь уровень перекрёстной помехи на ближнем конце пассивной линии ( $V_n$ ) прямо пропорционален сумме коэффициентов ёмкостной и индуктивной связи, а на дальнем конце ( $V_f$ ) – прямо пропорционален их разности. Для импульса с амплитудой 1 В и с линейно нарастающим фронтом, равным двойной задержке распространения импульса в одиночной линии, при окончательных нагрузках на всех концах линий, равных волновому сопротивлению одиночной линии, уровень перекрёстной помехи на ближнем конце пассивной линии  $V_n \approx (K_C + K_L)/4$ , а на дальнем конце –  $V_f \approx (K_C - K_L)/4$  [113]. Таким образом, известные коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи позволяют приближённую оценку перекрёстных помех в паре связанных линий и могут использоваться для сравнения линий с различными параметрами. Зависимость этих величин от относительной толщины подложки  $h_2/w$  приведена на рис. 2.10 для ППЛ и рис. 2.11 для ОПЛ [113]. На графиках рис. 2.10 толщины подложки и изолирующего слоя ППЛ изменяются так, что в точке  $h_2/w=0$  ППЛ становится микрополосковой линией с диэлектриком из материала изолирующего слоя, а в точке  $h_2/w=3$  ППЛ становится микрополосковой линией с диэлектриком из материала подложки.

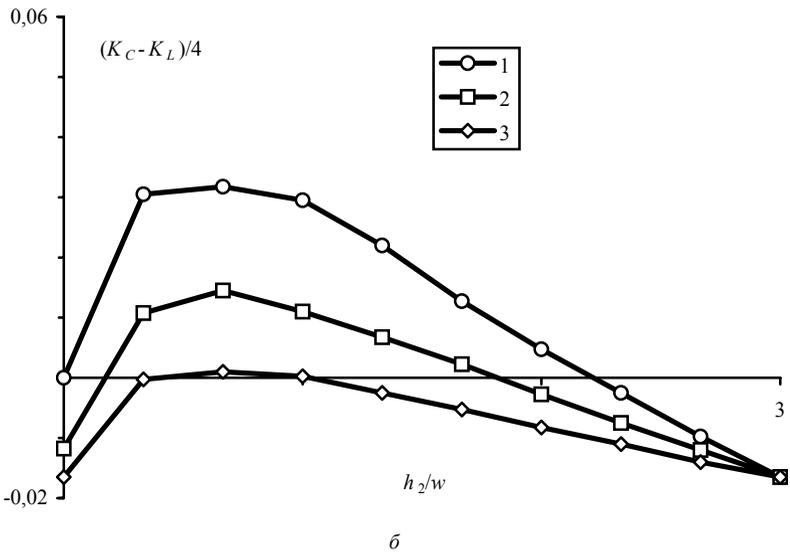
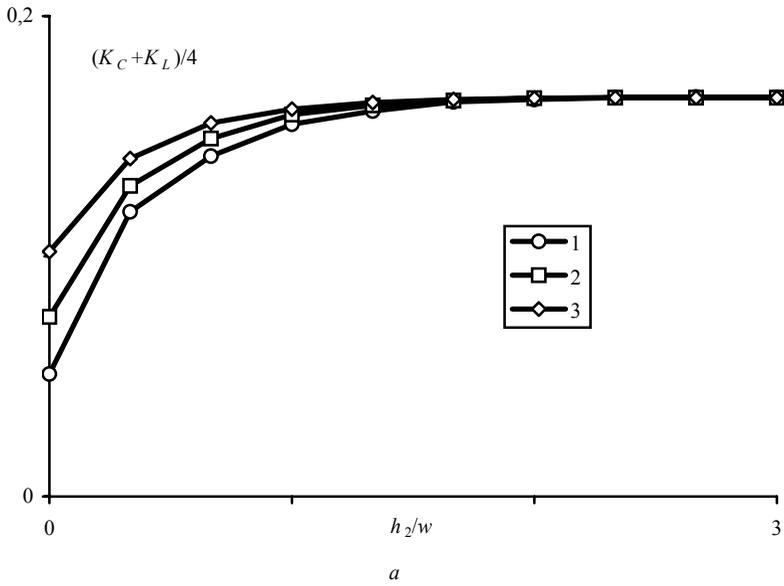


Рис. 2.10. Зависимости уровня перекрёстной помехи на ближнем (а) и дальнем (б) концах пассивной ППЛ от относительной толщины подложки для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3$

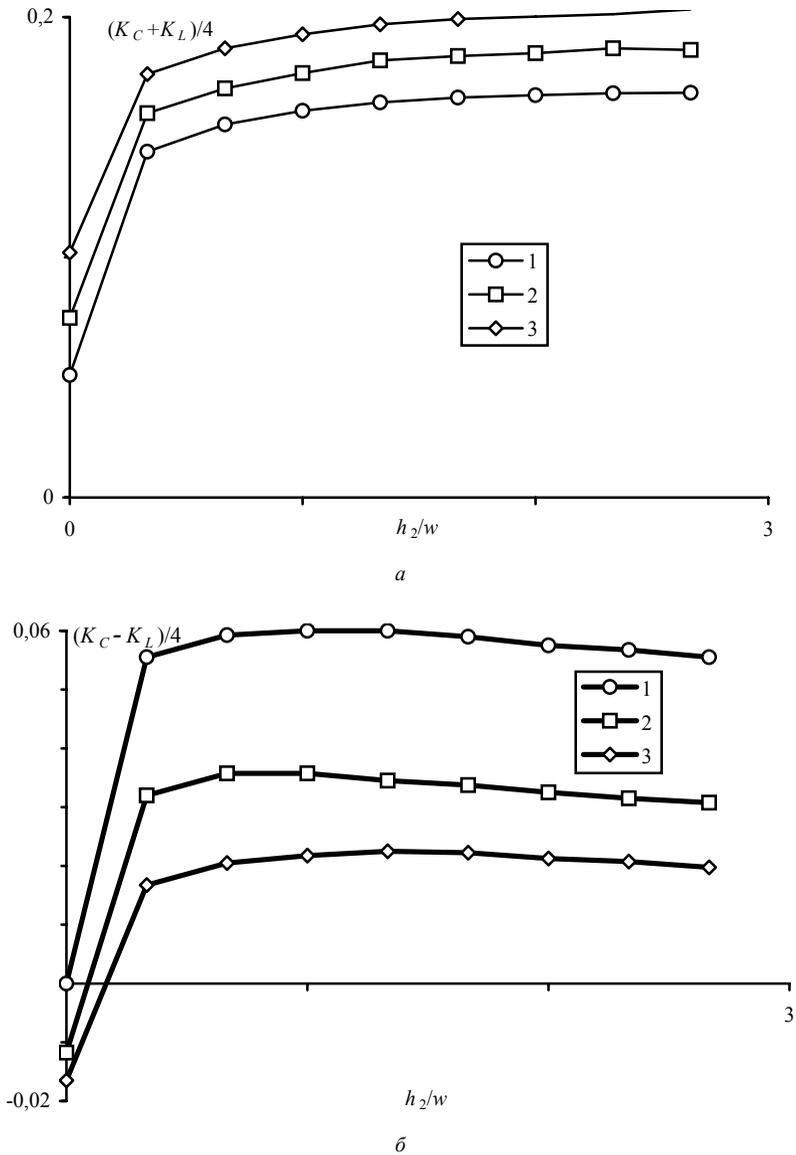


Рис. 2.11. Зависимости уровня перекрёстной помехи на ближнем (а) и на дальнем (б) концах пассивной ОПЛ от относительной толщины подложки для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3$

Анализ зависимостей, представленных на обоих рисунках, позволяет сделать следующие выводы.

Существует область значений  $h_2/w$ , позволяющая уменьшить перекрёстную помеху на ближнем конце ППЛ, причём тем сильнее, чем меньше значение  $\epsilon_{r1}$ .

Соответствующий выбор  $\epsilon_{r1}$  и  $h_2/w$  позволяет менять полярность, значительно уменьшать и даже полностью устранять перекрёстную помеху на дальнем конце ППЛ.

Уменьшение  $\epsilon_{r1}$  и  $h_2/w$  позволяет уменьшить перекрёстную помеху на ближнем конце ОПЛ.

Соответствующий выбор  $\epsilon_{r1}$  и  $h_2/w$  позволяет менять полярность, значительно уменьшать и даже полностью устранять перекрёстную помеху на дальнем конце ОПЛ.

Соответствующим выбором параметров подложки и изолирующего слоя ППЛ и ОПЛ можно получить меньшую величину перекрёстных помех, чем в обычной МПЛ на таком же материале подложки и при таких же значениях ширины и разнosa полосок, а также волнового сопротивления одиночной линии.

#### 2.4.1.2.2. Ёмкостная и индуктивная связи в двух ППЛ и в двух ОПЛ

С помощью программы MOM2, реализующей алгоритм двумерного метода моментов, вычислены матрицы погонных ёмкостных и индуктивных коэффициентов для пар ППЛ и ОПЛ с полосками конечной толщины, показанных на рис. 2.12.

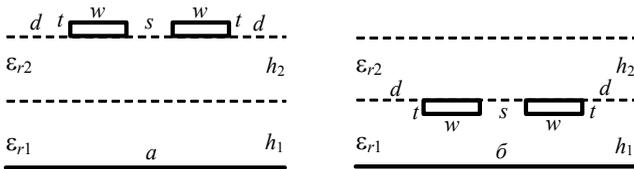


Рис. 2.12. Связанные ППЛ (а) и ОПЛ (б) с полосками конечной толщины

Чтобы показать особенности ёмкостной и индуктивной связи рассматриваемых структур, значения параметров выбирались следующим образом. Исходя из максимальной плотности межсоединений, ширина ( $w$ ) и разности ( $s$ ) всех полосок взяты одинаковыми. Учитываемые протяжённости ( $d$ ) диэлектрических границ справа и слева от полосок одинаковы и равны ширине полосок. Таким образом,  $s=w=d$ . Значение  $h_2/w$  изменяется от 0,1 до 1,  $\epsilon_{r1}=1; 2; 3; 4$ , а  $\epsilon_{r2}=5$ .

Все вычисления производились при числе подынтервалов на границах диэлектрик-диэлектрик справа и слева от полосок  $nd=4$ , на границах проводник-диэлектрик по ширине полоски  $nw=4$ , на границах проводник-диэлектрик по толщине полоски  $nt=1$ . В табл. 2.3 приведены для сравнения результаты этих вычислений и вычислений при дискретизации в два раза более частой. Различия оказываются в пределах нескольких процентов. Таким образом, выбранная частота дискретизации, позволяющая быстрые вычисления, вполне достаточна для первых оценок, а для более точных вычислений необходима более частая дискретизация.

Т а б л и ц а 2.3

Сравнение дискретизаций

$nw : nt$	ППЛ		ОПЛ	
	$-C_{21}/C_{11}$	$L_{21}/L_{11}$	$-C_{21}/C_{11}$	$L_{21}/L_{11}$
4:1	0,139	0,128	0,140	0,083
8:2	0,144	0,129	0,139	0,084

Для более точного моделирования реальной конфигурации поперечного сечения полосок учтена конечная толщина полосок  $t/w=0,1$ . А для оценки влияния толщины изолирующего слоя на ёмкостную и индуктивную связи вычисления произведены для двух значений  $h_1/w=0,5; 1,5$ . Результаты вычислений ёмкостного коэффициента  $K_C=-C_{21}/C_{11}$  и индуктивного коэффициента  $K_L=L_{21}/L_{11}$  представлены на рис. 2.13 *а, б* для ППЛ и ОПЛ соответственно. При этих вычислениях не накладывалось условие неизменности волнового сопротивления одиночной линии. Поэтому изменения параметров диэлектриков изменяют волновое сопротивление и эффективную диэлектрическую проницаемость соответствующей одиночной линии. Поскольку перекрёстная помеха на ближнем конце линии пропорциональна сумме ёмкостного и индуктивного коэффициентов, а на дальнем – их разности, представленные графики позволяют оценить влияние параметров диэлектриков на уровень перекрёстных помех как в паре ППЛ, так и в паре ОПЛ. Из анализа поведения зависимостей, представленных на рисунке следуют такие выводы. Перекрёстная помеха на ближнем конце снижается при уменьшении  $h_1/w$  и  $h_2/w$  или увеличении  $\epsilon_{r1}$ . Подбором параметров диэлектриков меняется полярность, уменьшается абсолютная величина или даже полностью устраняется перекрёстная помеха на дальнем конце. Выбором параметров диэлектриков можно получить нулевую чувствительность перекрёстной помехи на дальнем конце к изменению толщины подложки. Для ППЛ возможно одновременно устранить перекрёстную помеху на дальнем конце и получить её нулевую чувствительность к изменению толщины подложки.

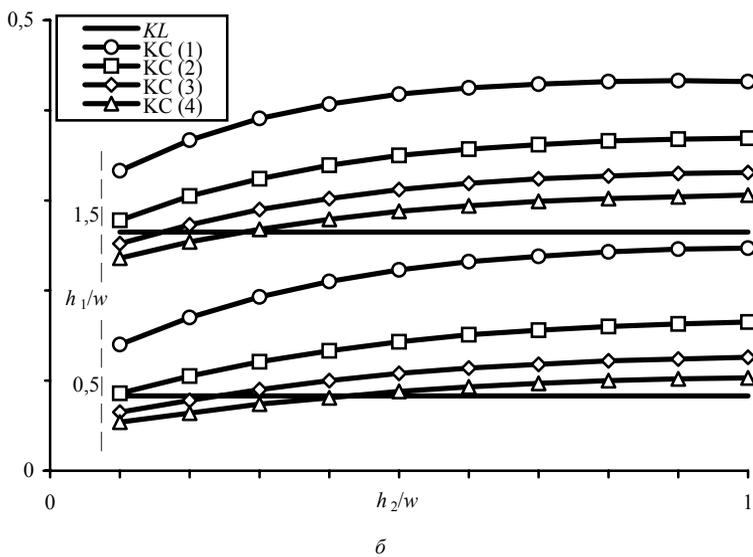
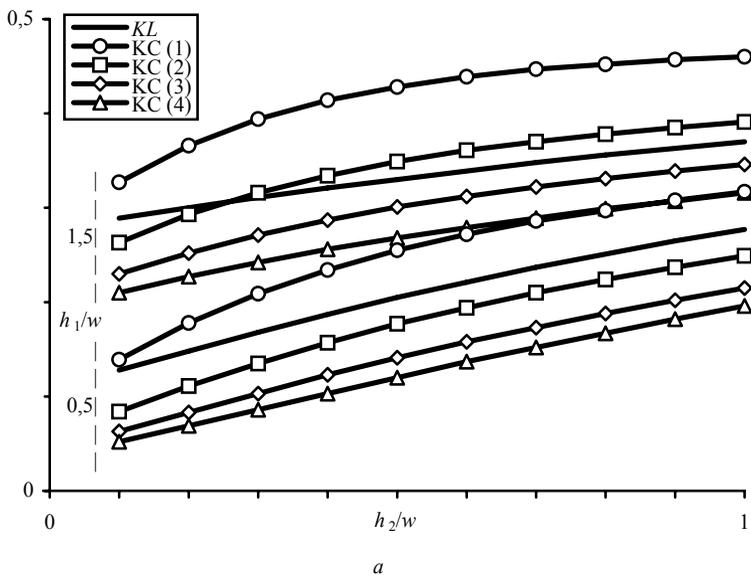


Рис. 2.13. Зависимости  $K_L$  и  $K_C$  (для  $\varepsilon_{r1}=1, 2, 3, 4$ ) от  $h_2/w$  при  $h_1/w=0,5; 1,5$  для двух ППЛІ (а) и для двух ОПЛІ (б)

Для оценки влияния на ёмкостную и индуктивную связи в ППЛ и ОПЛ такого параметра, как толщина полосок, вычисления производились при четырёх значениях отношения толщины к ширине полоски  $t/w=0,1; 0,2; 0,3; 0,4$  и соответствующем числе дискрет по толщине полоски  $nt=1; 2; 3; 4$  для широкого диапазона значений параметров диэлектриков. Выборка результатов вычислений для одного набора параметров диэлектриков ( $h_1/w=0,5; h_2/w=0,1; \varepsilon_{r1}=1; \varepsilon_{r2}=5$ ) приведена в табл. 2.4, из которой видно, что рост толщины полосок ППЛ может значительно влиять на ёмкостную и индуктивную связи в ППЛ и ОПЛ. В частности, для ППЛ эти связи могут существенно возрастать, а для ОПЛ – ослабляться. Разность абсолютных значений ёмкостного и индуктивного коэффициентов даже может менять знак (как видно из данных для ППЛ), что соответствует изменению полярности перекрёстной помехи на дальнем конце пассивной линии.

Таблица 2.4

**Влияние толщины полосок на ёмкостную и индуктивную связи**

$t/w$	$nt$	ППЛ		ОПЛ	
		$-C_{21}/C_{11}$	$L_{21}/L_{11}$	$-C_{21}/C_{11}$	$L_{21}/L_{11}$
0,1	1	0,139	0,128	0,140	0,083
0,2	2	0,150	0,146	0,124	0,074
0,3	3	0,161	0,164	0,100	0,059
0,4	4	0,172	0,180	0,064	0,037

### 2.4.1.2.3. Ёмкостная и индуктивная связи между ППЛ и ОПЛ

Для уменьшения взаимного влияния межсоединений соседних слоёв печатных плат их располагают во взаимно ортогональных направлениях. Однако для повышения плотности и уменьшения длины межсоединений в некоторых фрагментах разводки межсоединения различных слоёв удобно провести параллельно друг другу. Ёмкостная и индуктивная связи при этом сильно возрастают и требуют своей оценки, например, для определения максимально допустимой длины связанных линий при заданном уровне перекрёстных помех.

В случае ПТМП такая оценка проведена с помощью программы МОМ2, допускающей не только планарное, но и произвольное расположение проводников. Минимальный разнос полосок, расположенных на разных слоях, не ограничен шириной полоски, как в планарном случае. Поэтому связь между ППЛ и ОПЛ определена для трёх случаев разнеса проводников (рис. 2.14). Ёмкостный и индуктивный коэффициенты вычислены по формулам

$$K_C = \frac{-C_{2,1}}{\sqrt{C_{1,1} \cdot C_{2,2}}}; \quad K_L = \frac{L_{2,1}}{\sqrt{L_{1,1} \cdot L_{2,2}}},$$

где  $C_{ij}$  и  $L_{ij}$ ,  $i, j=1, 2$  – вычисленные программой MOM2 элементы матриц погонных ёмкостных и индуктивных коэффициентов, соответственно.

Зависимости  $K_C$  и  $K_L$  от  $h_2/w$  представлены на рис. 2.15 тремя группами графиков, обозначенными буквами  $a$ ,  $b$ ,  $в$ , соответствующая рис. 2.14  $a$ ,  $b$ ,  $в$ . Вычисления производились для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3, 4$  при  $\epsilon_{r2}=5$ ;  $h_1/w=0,5$ ;  $t/w=0,1$ ;  $w=d$ . Дискретизация всех границ эквидистантная, с числом подынтервалов, равным 2 на длине  $t$  и 5 на длинах  $w$  и  $d$ .

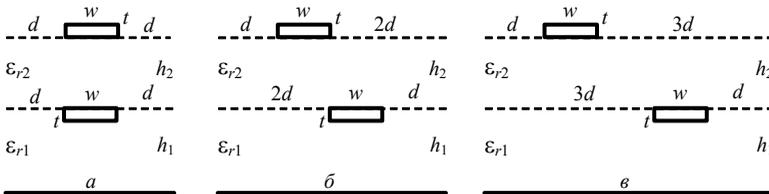


Рис. 2.14. Три конфигурации связанных ППЛ и ОПЛ

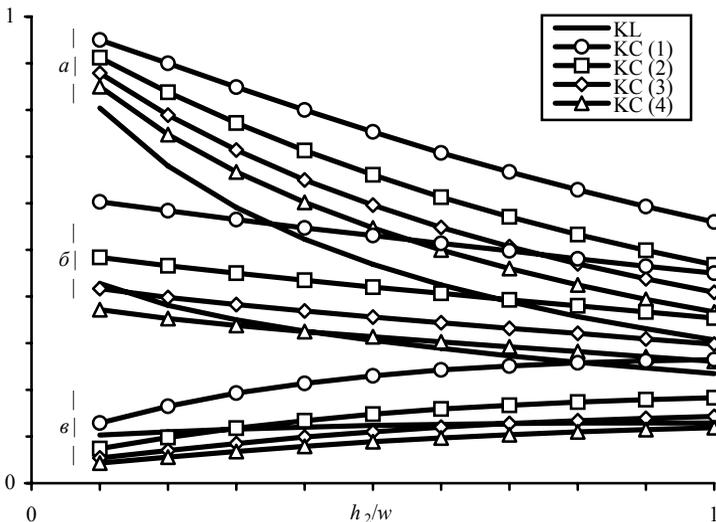


Рис. 2.15. Зависимости  $K_L$  и  $K_C$  (для  $\epsilon_{r1}=1, 2, 3, 4$ ) от  $h_2/w$  для связанных ППЛ и ОПЛ из рис. 2.14  $a$ ,  $b$ ,  $в$

Анализ поведения графиков, а также суммы и разности ёмкостных коэффициентов позволили сделать ряд выводов относительно перекрёстных помех в связанных ППЛ и ОПЛ.

Уменьшение  $\epsilon_{r1}$  и разноса линий увеличивает перекрёстную помеху на ближнем конце.

В отличие от связанных ППЛ и связанных ОПЛ существует такая область значений параметров линии, в которой уменьшение  $h_2/w$  не уменьшает, а увеличивает перекрёстную помеху на ближнем конце.

Соответствующий выбор параметров линий меняет полярность, уменьшает абсолютную величину и даже полностью устраняет перекрёстную помеху на дальнем конце.

Выбором параметров линий можно минимизировать чувствительность перекрёстных помех на ближнем и дальнем концах к изменению толщины подложки.

### 2.4.1.3. Многопроводные линии

Программа MOM2 позволяет вычислять параметры не только двух связанных линий, но и системы, состоящей из нескольких проводников. Для межсоединений это позволяет оценить влияния не только соседних, но и других близлежащих проводников. Полученные матрицы [L] и [C] используются для оценки перекрёстных помех в межсоединениях посредством строгого вычисления отклика или (после соответствующего анализа значений их элементов) упрощаются, например, приводятся к трёхдиагональному виду для применения более быстрых методов вычисления отклика.

Выполнено моделирование для пяти проводников. Рассмотрено три случая: пять ППЛ, пять ОПЛ [114], а также три ППЛ и две ОПЛ, расположенных в шахматном порядке [115].

#### 2.4.1.3.1. Ёмкостная и индуктивная связи в пяти ППЛ и в пяти ОПЛ

Конфигурации пяти ППЛ и пяти ОПЛ представлены на рис. 2.16. Вычисления выполнены при  $w=s=d$ ;  $t/w=0,1$ ;  $\epsilon_{r1}=1$ ;  $\epsilon_{r2}=5$  для двух значений  $h_1/w=0,5; 1,5$ . Для всех границ использована эквидистантная дискретизация с числом подынтервалов, равным 1 на длине  $t$  и 4 на длинах  $w$  и  $d$ .

Результатом вычисления по программе MOM2 в этом случае являются две симметричные матрицы [C] и [L] размером  $5 \times 5$ . Для нормального восприятия при представлении результатов использованы данные только первого столбца этих матриц. Причём приведены только взаимные элементы, характеризующие связь первого проводника со вторым, третьим,

четвёртым и пятым, нормированные к собственному элементу первого проводника. Представленные значения называются здесь коэффициентами связи и выражаются следующими формулами.

$$KCl_i = \frac{-C_{1,i}}{C_{1,1}}; \quad KLi = \frac{L_{1,i}}{L_{1,1}}, \quad i=2, 3, 4, 5,$$

где  $C_{1,i}$  и  $L_{1,i}$ ,  $i=1, 2, 3, 4, 5$  – вычисленные программой MOM2 элементы матриц погонных ёмкостных и индуктивных коэффициентов соответственно. Значения ёмкостных и индуктивных коэффициентов связи (в логарифмической шкале) для пяти ППЛ представлены на рис. 2.17, а для пяти ОПЛ – на рис. 2.18.

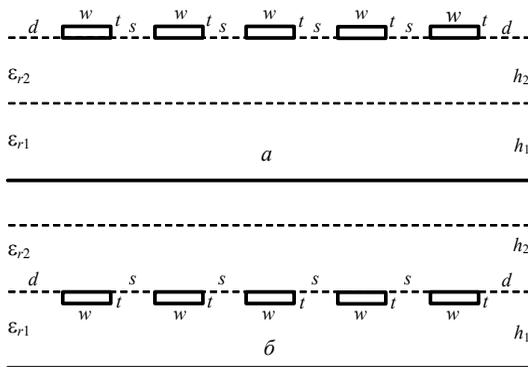


Рис. 2.16. Пять ППЛ (а) и пять ОПЛ (б)

Графики позволяют сравнить между собой ёмкостные и индуктивные коэффициенты различных проводников и сделать выводы о достаточности учёта только ближайшего проводника или необходимости учёта последующих. Конечно, для рассматриваемых случаев, когда все проводники имеют одинаковые ширину и толщину, одинаково разнесены друг от друга и расположены на одной высоте от плоскости земли, естественно предполагать доминирующее влияние ближайшего проводника, что и наблюдается на графиках. Однако специфика ППЛ и ОПЛ проявляется в следующем. Существует область параметров ППЛ и ОПЛ, в которой влияние проводника, следующего за ближайшим, может быть существенным. Например, значения коэффициентов связи могут быть около 0,1. Существует область параметров ППЛ и ОПЛ, в которой увеличение  $h_2/w$  не увеличивает, а уменьшает некоторые ёмкостные коэффициенты. Подобно случаю двух связанных линий ёмкостная связь между различными полосками может быть больше, чем индуктивная.

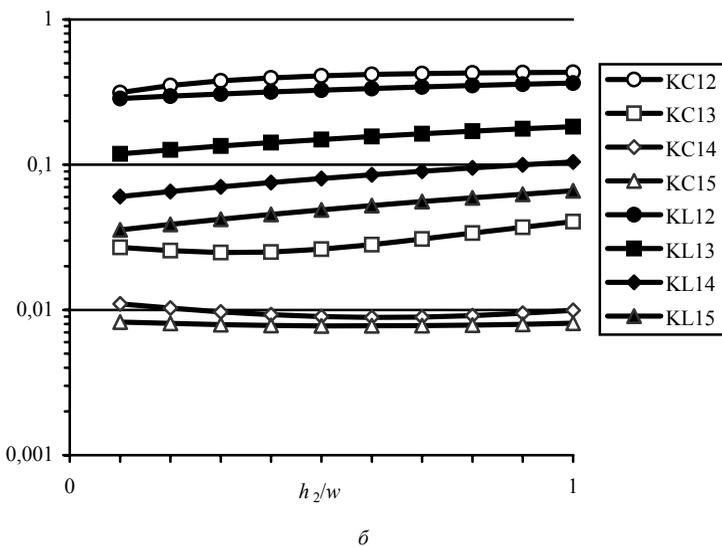
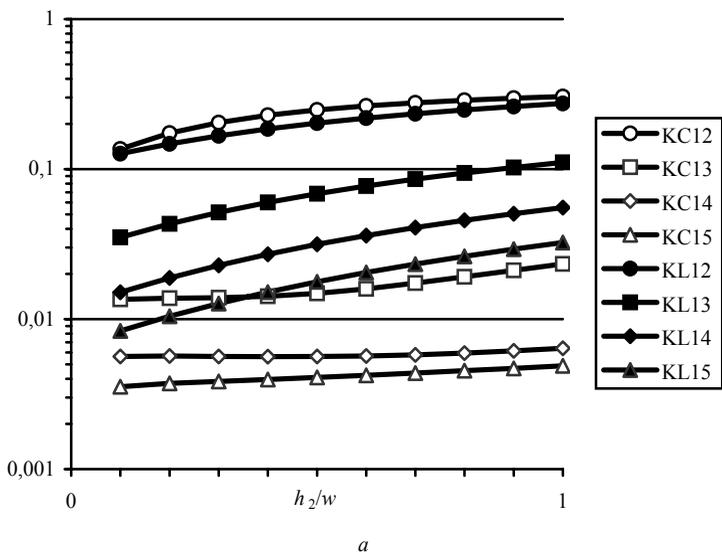


Рис. 2.17. Зависимости ёмкостной и индуктивной связей от относительной толщины подложки для пяти ППЛ при  $h_1/w=0,5$  (а) и при  $h_1/w=1,5$  (б)

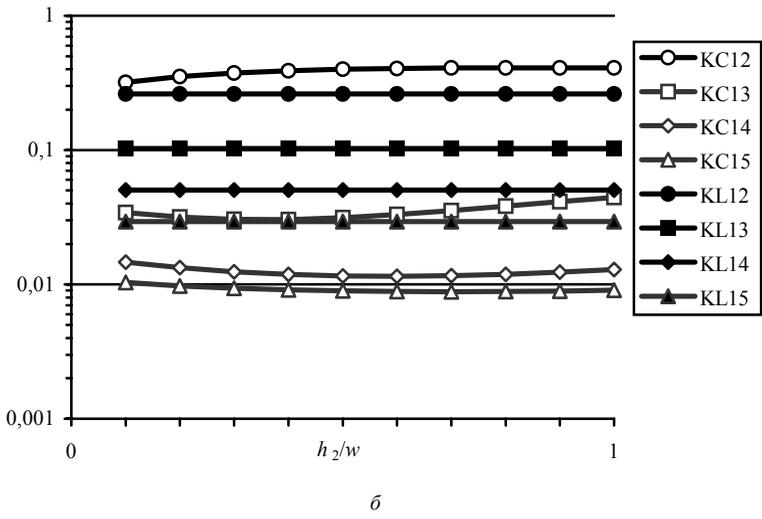
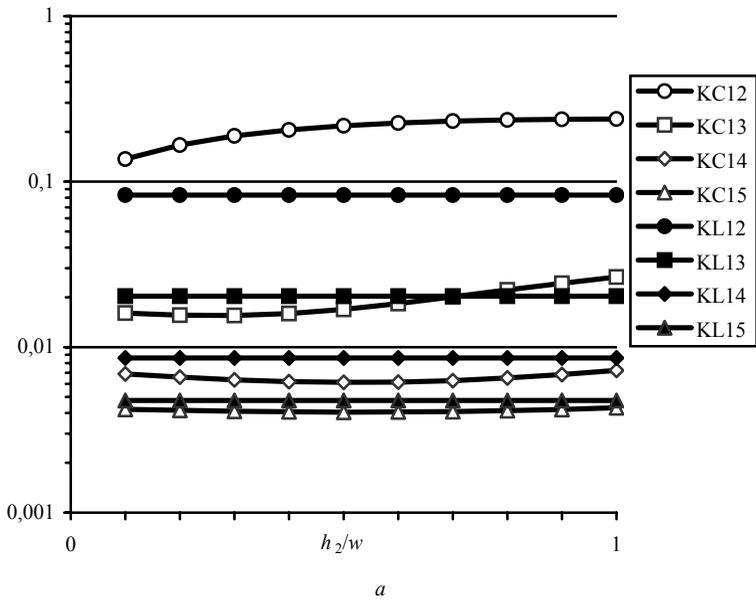


Рис. 2.18. Зависимости ёмкостной и индуктивной связей от относительной толщины подложки для пяти ОПЛ при  $h_1/w=0,5$  (а) и при  $h_1/w=1,5$  (б)

### 2.4.1.3.2. Ёмкостная и индуктивная связи в трёх ППЛ и двух ОПЛ

Одним из вариантов расположения параллельных ППЛ и ОПЛ является шахматный порядок с двойной плотностью монтажа. Пример такой конфигурации, состоящей из трёх ППЛ и двух ОПЛ, показан на рис. 2.19.

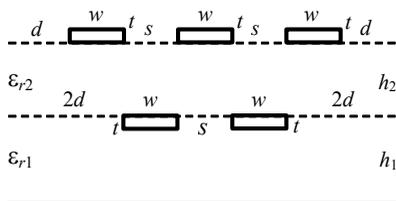


Рис. 2.19. Три ППЛ и две ОПЛ в шахматном порядке

Вычисления для данной конфигурации выполнены при  $w=s=d$ ;  $t/w=0,1$ ;  $\epsilon_{r1}=1$ ;  $\epsilon_{r2}=5$ ;  $h_1/w=0,5$ . Для всех границ использована эквидистантная дискретизация с числом подынтервалов 2 на длине  $t$  и 5 на длинах  $w$  и  $d$ . Ёмкостные и индуктивные коэффициенты вычислены по следующим формулам.

$$KCl_i = \frac{-C_{1,i}}{\sqrt{C_{1,1} \cdot C_{i,i}}}; \quad KLi_i = \frac{L_{1,i}}{\sqrt{L_{1,1} \cdot L_{i,i}}}, \quad i=2, 3, 4, 5,$$

где  $C_{1,i}$  и  $L_{1,i}$ ,  $i=1, 2, 3, 4, 5$  – вычисленные программой MOM2 элементы матриц погонных ёмкостных и индуктивных коэффициентов соответственно.

На рис. 2.20 показаны зависимости вычисленных коэффициентов от  $h_2/w$ . Графики позволяют сравнить между собой ёмкостные и индуктивные коэффициенты различных проводников и отметить следующие особенности.

В отличие от предыдущих случаев для первого проводника ближайшими становятся два проводника, 2-й и 3-й, а следующими – 4-й и 5-й, т.к. чётко видна сопоставимость коэффициентов связи этих пар проводников.

Существует область параметров, в которой влияние проводников, следующих за двумя ближайшими, существенно. Например, значения коэффициентов связи близки к 0,1.

Существует область параметров, в которой увеличение  $h_2/w$  не увеличивает, а уменьшает некоторые коэффициенты.

Подобно случаю двух связанных линий ёмкостная связь между различными полосками может быть больше, чем индуктивная.

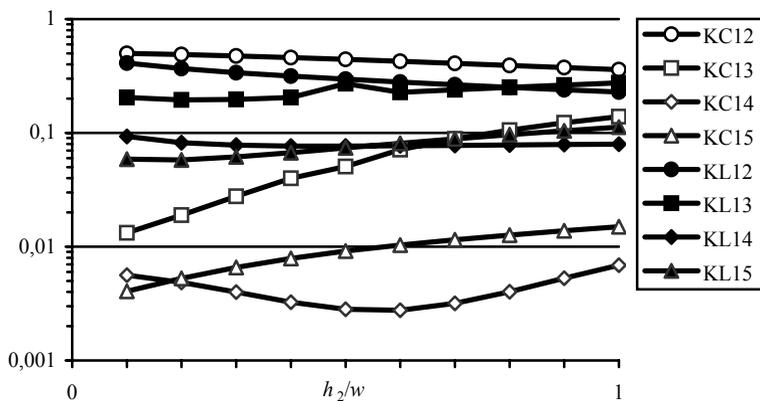


Рис. 2.20. Зависимости ёмкостной и индуктивной связей от относительной толщины подложки для трёх ППЛ и двух ОПЛ

### 2.4.2. Уменьшение искажений в структурах одиночных линий

В данном разделе представлены результаты вычисления временного отклика различных структур межсоединений, моделируемых последовательно соединёнными отрезками одиночных линий, ёмкостно нагруженными на стыках. Вычисления выполнены для различных параметров межсоединений печатной платы с двухслойным диэлектриком и показывают возможность уменьшения искажений [118].

Характеристики ППЛ и ОПЛ вычислялись вариационным методом для следующих параметров:  $H_{d1}/W=0,5$ ;  $H_{d2}/W=0,1$ ; 1. Рассматривались два случая: для  $\epsilon_{r1}=2$ ,  $\epsilon_{r2}=5$  и  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=3$ . Результаты вычислений показаны в табл. 2.5. Ёмкость неоднородностей  $C_d$  полагается известной. Вычисляются формы сигналов временного отклика на входной сигнал с линейно нарастающим фронтом для случая согласованных отрезков на обоих концах структуры.

Таблица 2.5

Параметры и вычисленные характеристики отрезков линий

Параметры			Отрезок ППЛ		Отрезок ОПЛ	
$\epsilon_{r1}$	$\epsilon_{r2}$	$H_{d2}/W$	$Z$ , Ом	$\sqrt{\epsilon_{re}}$	$Z$ , Ом	$\sqrt{\epsilon_{re}}$
2	5	0,1	69,153	1,411	63,534	1,385
2	5	1,0	88,237	1,695	55,117	1,596
1	3	0,1	89,998	1,084	83,821	1,050
1	3	1,0	111,902	1,336	74,417	1,182

Для максимальной плотности монтажа межсоединений ширины полосок обоих слоёв межсоединений могут быть выбраны минимально технологически возможными и равными друг другу. В этом случае, как видно из табл. 2.5, характеристический импеданс ППЛ выше, чем ОПЛ. Эту разницу можно компенсировать за счёт более широкой полоски подвешенной линии или, если это не желательно, эта разница может быть уменьшена посредством соответствующего выбора параметров диэлектриков, что также видно из табл. 2.5.

Когда имеет место первый случай (импедансы всех отрезков можно рассматривать равными), то для оценки увеличения фронта импульса из-за различного числа регулярно разнесённых одинаковых изгибов полосок, отверстий или входов электронных приборов можно использовать эффективную формулу для проходящей волны [119]. Графики для этого случая показаны на рис. 2.21. Из результатов подобных вычислений можно быстро оценить степень влияния величины и числа ёмкостных нагрузок на искажения фронта сигнала в линии заданной длины и, при необходимости, принять меры для его уменьшения.

Сравнение форм сигнала, вычисленных без учёта и с учётом отражений от ёмкостей, показаны на рис. 2.22, из которого видно, что их влияние может быть существенным.

На рис. 2.23 показаны формы сигналов, когда между двумя отрезками подвешенной линии находится отрезок обращённой линии. Длины отрезков линий показаны в сантиметрах во вставке на графике, а общая длина трёх отрезков линий поддерживается постоянной.

На рис. 2.24 показано влияние разницы импедансов и различного порядка включения отрезков подвешенной и обращённой линий для двух случаев ( $\epsilon_{r1}=2$ ,  $\epsilon_{r2}=5$  и  $\epsilon_{r1}=1$ ,  $\epsilon_{r2}=3$ ) из табл. 2.5. Импедансы отрезков линий в омах показаны на вставке в график. Как видно, величина выбросов для рассматриваемых случаев может быть различной.

Влияние роста числа ёмкостно нагруженных отрезков для двух случаев, когда постоянны общая длина линии и длины двух смежных отрезков, показано на рис. 2.25 и рис. 2.26 соответственно. Видно, что с ростом  $n$  форма сигнала улучшается.

Итак, в данном разделе показано, как можно применить программно реализованные модели к оценке формы сигналов в различных структурах межсоединений, моделируемых последовательно соединёнными отрезками линий передачи, ёмкостно нагруженными на стыках. Результаты такой оценки позволяют учесть влияние параметров межсоединений на форму сигналов и предложить способы уменьшения искажений сигналов.

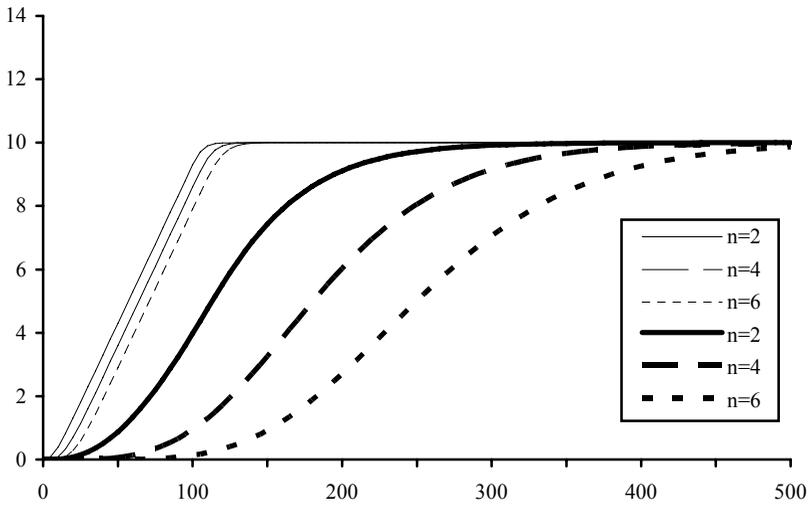


Рис. 2.21. Формы сигнала (В, пс) с учётом только проходящей волны для  $n$  регулярно расположенных в линии ёмкостей величиной  $C_d=0,1; 2$  пФ,  $t_r=100$  пс,  $Z=69$  Ом

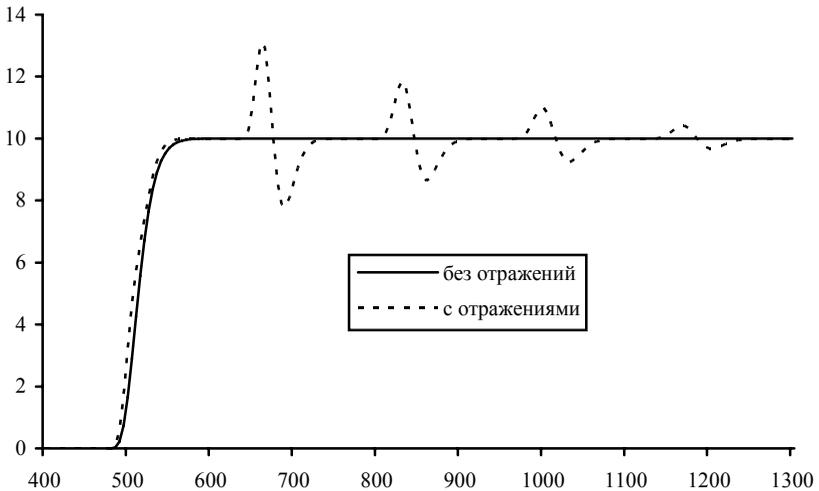


Рис. 2.22. Формы сигнала (В, пс) без учёта (—) и с учётом (---) отражений от ёмкостей.  $\ell=10$  см,  $t_r=100$  пс,  $C_d=0,2$  пФ,  $n=5$ ,  $Z=69$  Ом

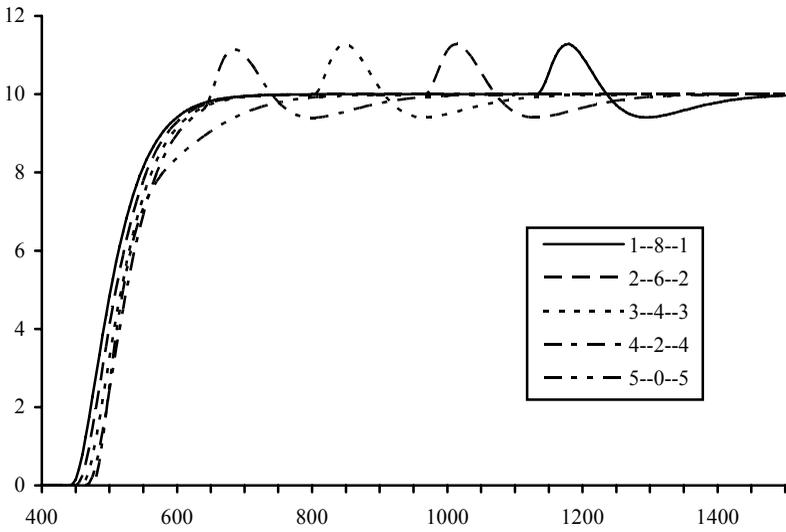


Рис. 2.23. Формы сигнала (В, пс) для различных длин (см) линий.  
 $n=3$ ,  $L=10$  см,  $C_d=1$  пФ,  $Z=69-63-69$  Ом

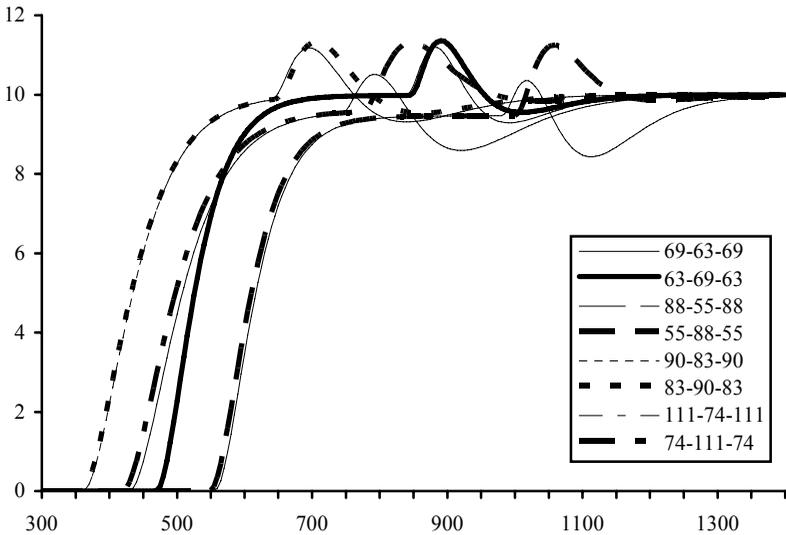


Рис. 2.24. Формы сигнала (В, пс) для различных случаев (Ом) соединения.  
 $n=3$ ,  $L=(3+4+3)$  см,  $C_d=1$  пФ

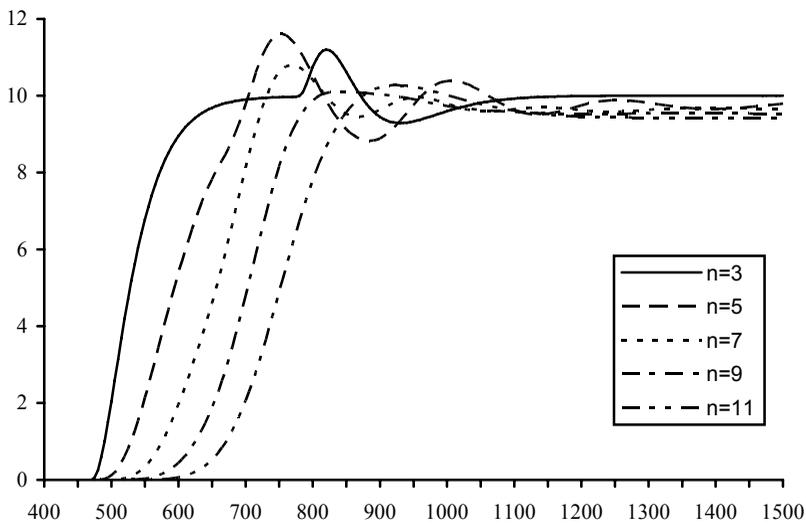


Рис. 2.25. Формы сигнала (В, пс) для разного числа отрезков при постоянной общей длине.  $L=10$  см,  $C_d=1$  пФ,  $Z=69-63-...-69$  Ом

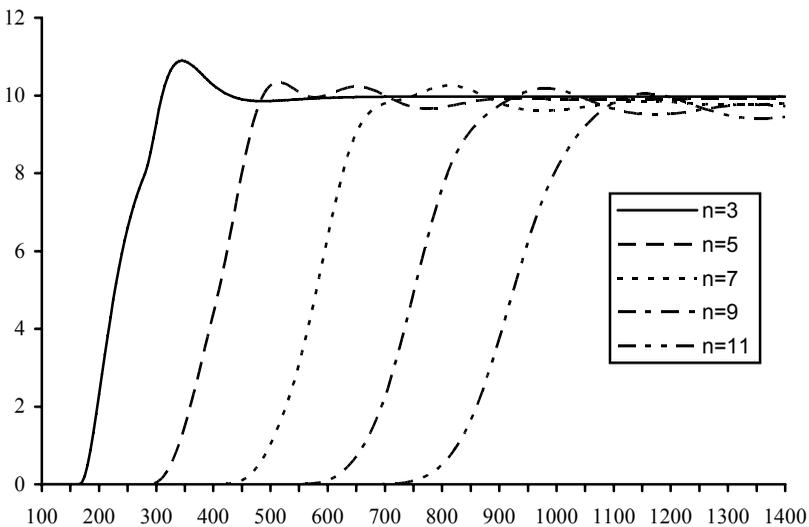


Рис. 2.26. Формы сигнала (В, пс) для разного числа отрезков при постоянных длинах отрезков.  $L_1=L_2=1$  см,  $C_d=1$  пФ,  $Z=69-63-...-69$  Ом

### **2.4.3. Уменьшение дальней перекрёстной помехи в последовательно соединённых отрезках связанных линий**

В этом разделе, основанном на работе автора [120], представлены обобщённые и кратко изложенные результаты ряда работ [121–125], показывающие возможности уменьшения дальней перекрёстной помехи для разнообразных структур связанных межсоединений в двухслойной диэлектрической среде.

#### **2.4.3.1. Условия нулевой дальней перекрёстной помехи в структурах связанных линий**

Следуя подходу чётной и нечётной моды [126–128], дальняя перекрёстная помеха

$$V_{\text{FAR}}(t)=[V^e(t)-V^o(t)]/2, \quad (2.1)$$

где  $V^e(t)$  и  $V^o(t)$  – формы сигнала на конце структуры, вычисленные для одиночной линии, имеющей параметры чётной и нечётной мод, соответственно. Из этой формулы видно, что дальняя перекрёстная помеха равна нулю, если эти формы сигнала совпадают. В свою очередь, для этого совпадения необходимы одинаковые амплитуды чётной и нечётной мод на конце структуры и одновременный приход этих мод к концу структуры.

Необходимо отметить, что строгое удовлетворение первому условию может быть не простым даже в случае одного отрезка связанных линий. Часто используют приближённое согласование посредством одинаковых резистивных нагрузок на землю на четырёх концах структуры. Значение этих нагрузок выбирается равным характеристическому импедансу соответствующей одиночной линии или равным корню квадратному из произведения импедансов чётной и нечётной мод. Для строгого согласования этот отрезок должен оканчиваться на начале и на конце резистивными схемами, согласующими как чётную, так и нечётную моды [129]. Однако в случае структуры, состоящей из многочисленных последовательно соединённых отрезков связанных линий, оконечные нагрузки согласуют только начало первого отрезка и конец последнего отрезка, тогда как согласования между отрезками, как правило, нет.

Известна приближённая оценка значений перекрёстных помех для различных окончаний одного отрезка связанных линий [117]. Однако на практике дальняя перекрёстная помеха из-за неравных амплитуд мод на конце структуры может быть минимизирована посредством надлежащих нагрузок в начале и на конце структуры, малой разницы между характеристическими импедансами соседних отрезков линий, а также малой разницы между характеристическими импедансами мод одного и того же

отрезка связанных линий в случае слабой связи. В результате составляющую дальней перекрёстной помехи из-за неравных амплитуд мод можно рассматривать пренебрежимо малой, как это и наблюдалось в многочисленных результатах моделирования [121–125]. На каждом из четырёх концов всех рассматриваемых в этом разделе структур полагались одинаковые 50-омные резистивные нагрузки.

Удовлетворить второму условию нулевой дальней перекрёстной помехи, как правило, труднее. Этой проблемы нет для связанных межсоединений в однородном диэлектрическом заполнении, где погонные задержки чётной и нечётной мод равны друг другу. Но диэлектрическое заполнение реальных межсоединений часто является неоднородным. Небольшая разница в задержках распространения мод даёт дальнюю перекрёстную помеху, величина которой будет возрастать с ростом длины структуры вплоть до половины амплитуды более быстрой моды [130], как это видно из (2.1). Поэтому в случае длинных многоотрезковых межсоединений в неоднородной диэлектрической среде является особенно важным исследование различных возможностей выравнивания задержек распространения чётной и нечётной мод, описываемого уравнением

$$\sum_{i=1}^n (\tau_{0_i}^e - \tau_{0_i}^o) \cdot \ell_i = 0, \quad (2.2)$$

где  $n$  – общее число последовательно соединённых отрезков связанных линий;  $\tau_{0_i}^{e,o}$  – погонная задержка распространения чётной и нечётной мод в  $i$ -м отрезке связанных линий;  $\ell_i$  – длина  $i$ -го отрезка.

#### 2.4.3.2. Компенсация дальней перекрёстной помехи в последовательно соединённых отрезках межсоединений

В качестве частного случая неоднородной диэлектрической среды рассматривается двухслойная диэлектрическая среда. В этой среде могут существовать, например, обращённая, подвешенная, покрытая микрополосковые линии.

Идея компенсации состоит в следующем. Как показано в предыдущих разделах, ёмкостная связь подвешенных или обращённых микрополосковых линий может быть больше, меньше или равна индуктивной связи, в соответствии с параметрами этих линий. Следовательно, дальняя перекрёстная помеха, являясь приближительно пропорциональной разности ёмкостной и индуктивной связей [117], будет иметь положительную или отрицательную полярность в соответствии с параметрами и типом линий. Для общего случая последовательно соединённых отрезков связанных

межсоединений очевидно предположить следующее. Если разница ёмкостной и индуктивной связей в одном отрезке имеет знак, противоположный разнице ёмкостной и индуктивной связей в другом отрезке, то возможна частичная или полная компенсация дальней перекрёстной помехи. Количественное выражение этого условия, представляющего приближённо точное условие (2.2), можно записать как

$$\sum_{i=1}^n (K_{C_i} - K_{L_i}) \cdot \tau_{0_i} \cdot \ell_i = 0, \quad (2.3)$$

где для  $i$ -го отрезка:  $K_{C_i} - K_{L_i}$  – разность коэффициентов ёмкостной и индуктивной связи;  $\tau_{0_i}$  – среднее погонных задержек распространения, когда каждая из двух линий рассматривается одиночной;  $\ell_i$  – длина.

Чтобы проверить это допущение, прежде всего, для конкретных отрезков двух связанных линий посредством программы, основанной на двумерном методе моментов, были вычислены матрицы погонных ёмкостных коэффициентов [С] и индуктивных коэффициентов [L], из которых были получены значения ёмкостной ( $K_C = -C_{2,1}/C_{1,1}$ ) и индуктивной ( $K_L = L_{2,1}/L_{1,1}$ ) связей. Наконец, с помощью аналитических моделей для периодических структур из последовательно соединённых отрезков линий без потерь [126] и с помощью численных моделей в частотной области для аналогичных структур с произвольными параметрами [128] были получены формы сигнала дальней перекрёстной помехи для различных структур, рассматриваемых в последующих разделах.

#### 2.4.3.2.1. Два отрезка связанных ОПЛ с различными разносомами

При трассировке межсоединений может появиться простая структура, состоящая, по крайней мере, из двух последовательно соединённых отрезков связанных межсоединений. Пример такой структуры для случая ОПЛ показан на рис.2.27. Для проверки возможности компенсации дальней перекрёстной помехи в такой структуре было выполнено вычисление параметров линии и вычисление отклика.

Высоты первого и второго (от плоскости земли) диэлектрических слоёв ( $H_{d1}$  и  $H_{d2}$ ) таковы, что  $H_{d1}/W=0,5$  и  $H_{d2}/W=0,09$ , а относительные диэлектрические проницаемости соответственно  $\epsilon_{r1}=2$  и  $\epsilon_{r2}=5$ . Внешним диэлектриком является воздух. Относительные магнитные проницаемости всех диэлектриков равны единице. Все полоски имеют одинаковую толщину ( $T$ ) и одинаковую ширину ( $W$ ), причём  $T/W=0,1$ . Расстояние от внешних сторон полосок ( $D$ ), учитываемое в вычислениях, равно  $W$ .

Для двух связанных ОПЛ разница ёмкостной и индуктивной связей ( $K_C - K_L$ ) в зависимости от отношения разноса линий к ширине линии показана на рис. 2.28. Отметим, что около  $S/W=1$  функция меняет знак, а около  $S/W=2,0$  и  $S/W=0,8$  функция имеет приблизительно одинаковые значения и противоположные знаки. В соответствии с предлагаемым методом уменьшения дальней перекрёстной помехи можно полагать, что для двух равных отрезков таких связанных линий должен наблюдаться эффект полной компенсации дальней перекрёстной помехи.

На рис. 2.29 показаны формы дальней перекрёстной помехи для рис. 2.27 ( $\ell_1 = \ell_2 = 10$  см), вычисленные для разносов линий во втором отрезке  $S_2/W = 2,0; 1,8; \dots; 0,4$  при разносе линий в первом отрезке  $S_1/W = 2,0$ . В начале активной линии полагался входной сигнал с фронтом  $t_r = 10$  пс, линейно нарастающим до величины  $V_{in0} = 10$  В.

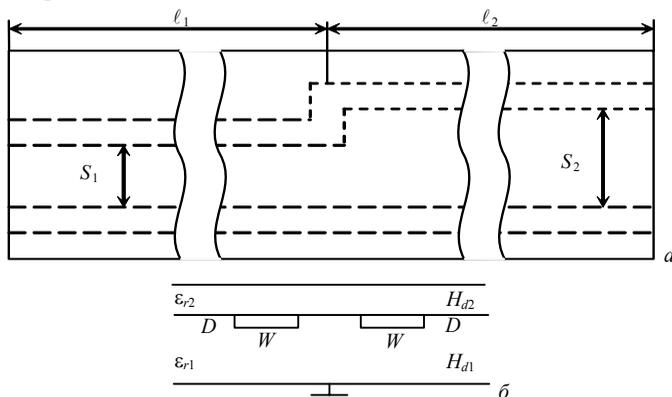


Рис. 2.27. Два последовательно соединённых отрезка связанных ОПЛ с различными разносами линий: вид сверху (а); поперечное сечение (б)

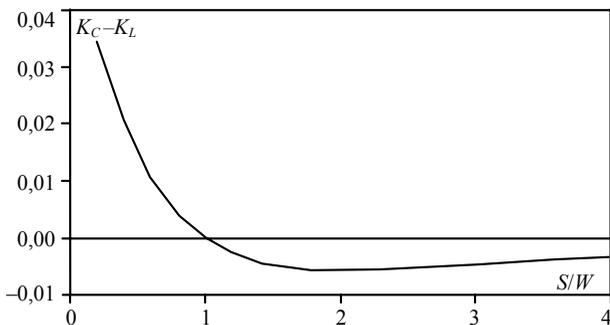


Рис. 2.28. Зависимость  $(K_C - K_L)$  связанных ОПЛ от  $S/W$

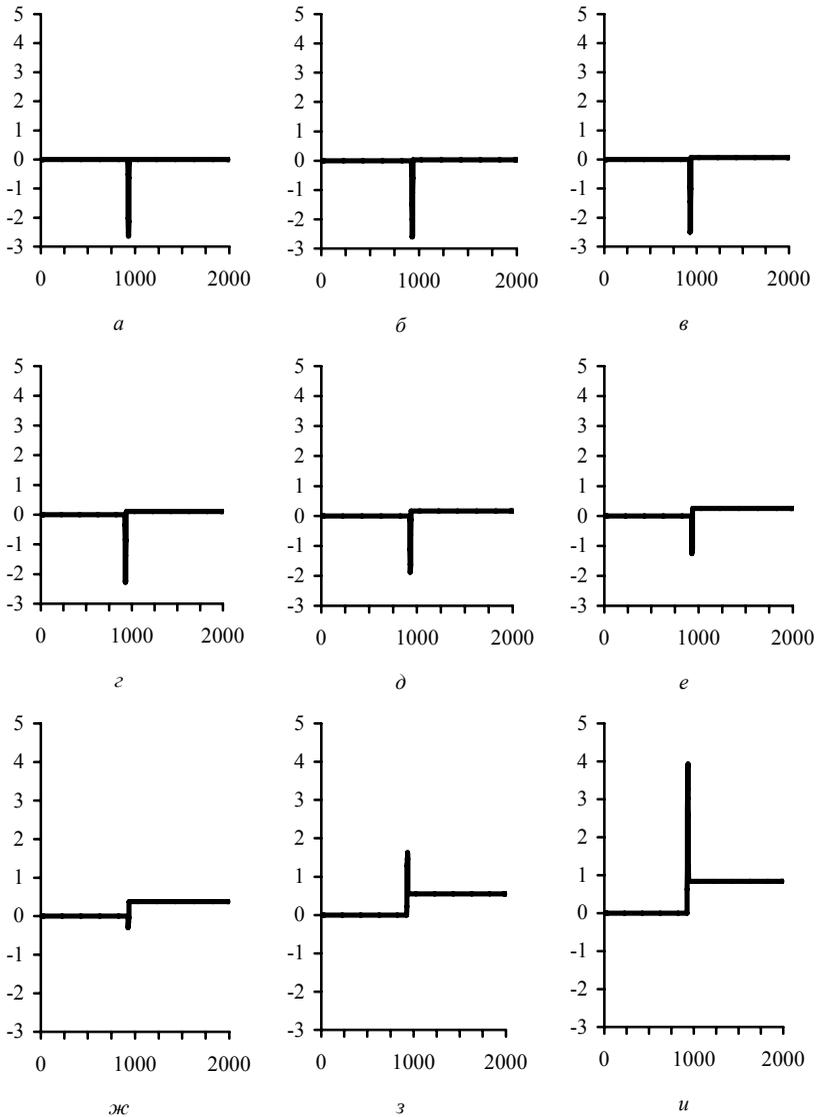


Рис. 2.29. Вычисленные формы дальней перекрёстной помехи (В, пс) для двух последовательно соединённых отрезков связанных обращённых полосковых линий при  $S_2/W=2,0; 1,8; \dots; 0,4$  ( $S_1/W=2,0, \ell_1=\ell_3=10$  см,  $V_{ин0}=10$  В,  $t_r=10$  пс)

Рассмотрим рис. 2.29 подробно. Для  $S_2/W=2,0$  (а) наблюдается высокое отрицательное значение дальней перекрёстной помехи. Его уменьшение в диапазоне  $S_2/W=2,0; \dots; 1,6$  (а, б, в) пренебрежимо мало в соответствии с тем же диапазоном на рис. 2.28. Дальнейшее изменение более значительно: около  $S_2/W=0,8$  (ж) наблюдается эффект полной компенсации дальней перекрёстной помехи. Уменьшение  $S_2/W$  до 0,4 демонстрирует дальнюю перекрёстную помеху большой величины и положительной полярности, которая является результатом перекомпенсации дальней перекрёстной помехи первого отрезка линий дальней перекрёстной помехой второго отрезка линий с меньшим разносом линий. Для наглядности сводная зависимость пикового значения дальней перекрёстной помехи ( $V_{FAR}$ ) от  $S_2/W$  показана на рис. 2.30.

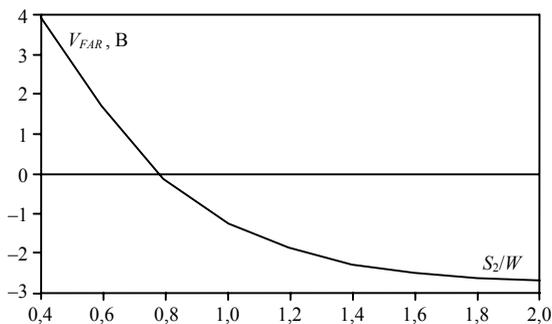


Рис. 2.30. Зависимость  $V_{FAR}$  от  $S_2/W$  при  $S_1/W=2,0$

Отметим, что обнаруженный эффект может показаться довольно неожиданным, поскольку линии приближаются друг к другу, а дальняя перекрёстная помеха при этом не увеличивается, а уменьшается. Однако особенность поведения графика на рис. 2.28 и результаты компьютерного моделирования форм помехи показывают возможность эффекта компенсации. Подобный эффект может иметь место не только для обращённых, но и для подвешенных линий, но невозможен для обычных микрополосковых линий.

Отметим и другую важную особенность поведения графика на рис. 2.28 – возможность минимальной, вплоть до нулевой, чувствительности  $K_C-K_L$  к изменению  $S/W$ . Можно полагать, что возможна и минимизация значения  $K_C-K_L$  в точке нулевой чувствительности. Более детальное исследование этих возможностей легко выполнить, а его результаты могут быть широко использованы.

### 2.4.3.2.2. Отрезок связанных ОПЛ и отрезок связанных ППЛ

Прежде рассмотрена перекрёстная помеха в печатной плате с двухслойным диэлектриком с межсоединениями из ППЛ и ОПЛ. Показано, что дальнейшей перекрёстной помехи в связанных парах таких линий может вовсе не быть при любой длине линий, если ёмкостная и индуктивная связи в них уравнены. Но это имеет место только для определённых параметров диэлектрика отрезка связанных ППЛ или связанных ОПЛ.

Длинное межсоединение, например реальной печатной платы, может состоять из двух, трёх или более отрезков линий, соединённых друг с другом сквозными отверстиями. В печатной плате с двухслойным диэлектриком быстродействующий сигнал распространяется, например, от управляющего выхода вдоль обращённой микрополосковой линии и затем через сквозное отверстие вдоль подвешенной микрополосковой линии к приёмному порту (рис. 2.31). Однако, учитывая способность разности ёмкостной и индуктивной связей в таких линиях иметь различные знаки, можно предположить дополнительную возможность уменьшения дальнейшей перекрёстной помехи в многоотрезковых межсоединениях печатной платы с двухслойным диэлектриком.

Для проверки этого предположения были вычислены ёмкостная и индуктивная связи для обеих линий с параметрами  $\varepsilon_{r1}=2$ ;  $\varepsilon_{r2}=5$ ;  $T/W=0,1$ ;  $D=S=W$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ ;  $H_{d2}/W=0,01$ ; ...; 1. Разница ёмкостной и индуктивной связей ( $K_C-K_L$ ) в зависимости от  $H_{d2}/W$  для обоих типов линий показана на рис. 2.32. (Обратим внимание на максимум графика для ППЛ, явно показывающий возможность получения нулевой чувствительности  $K_C-K_L$  к изменению  $H_{d2}/W$ . Этот факт был обнаружен из рис. 2.13 а, хотя следовал из него лишь косвенно.) Отметим, что около  $H_{d2}/W=0,09$  значение функции для ОПЛ изменяет знак, тогда как около  $H_{d2}/W=0,28$  значения обеих функций одинаковы, но противоположны по знаку.

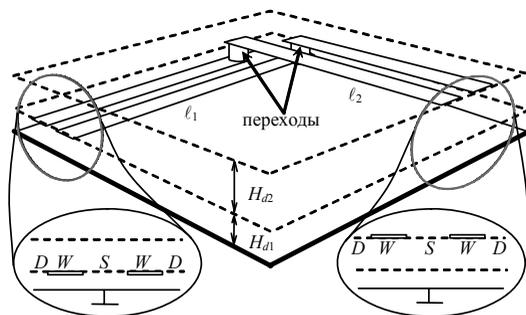


Рис. 2.31. Два отрезка связанных ОПЛ и связанных ППЛ

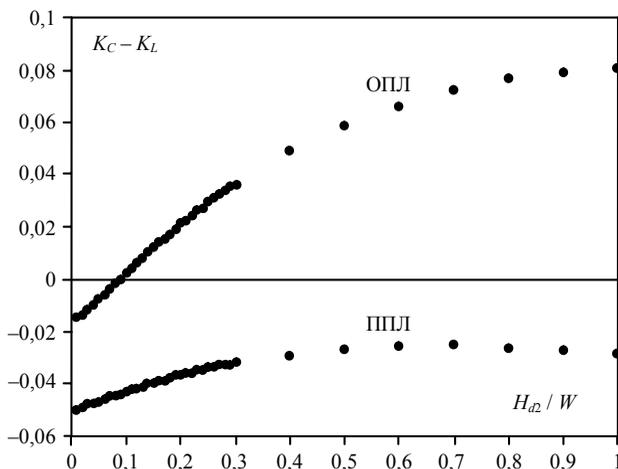


Рис. 2.32. Зависимости  $(K_C - K_L)$  рассматриваемых линий от  $H_{d2}/W$

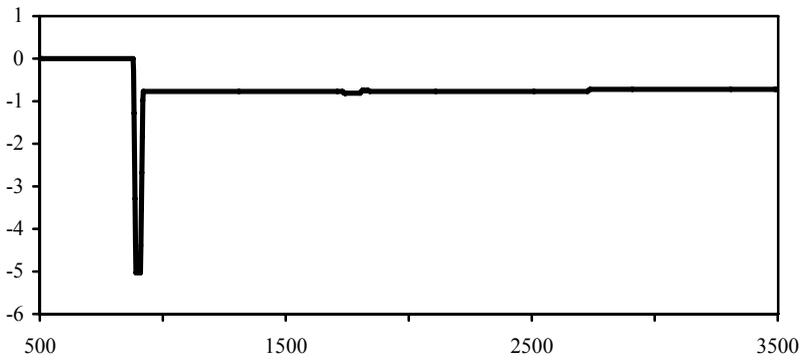
Такое поведение коэффициентов связи можно использовать для уменьшения дальней перекрёстной помехи следующим образом. Для структуры из двух одинаковых по длине отрезков связанных ОПЛ и связанных ППЛ, показанной на рис. 2.31, результирующее значение дальней перекрёстной помехи пропорционально сумме вкладов ОПЛ и ППЛ. В свою очередь, каждый из вкладов, пропорционален значению  $K_C - K_L$  соответствующих линий. Следовательно (см. рис. 2.32), при увеличении  $H_{d2}/W$  от 0,01 до 0,09 результирующее значение дальней перекрёстной помехи будет уменьшаться, поскольку уменьшаются вклады обеих линий. Однако около  $H_{d2}/W = 0,09$  вклад ОПЛ становится минимальным. При увеличении  $H_{d2}/W$  от 0,09 до 0,28 результирующее значение дальней перекрёстной помехи увеличится, отчасти потому, что вклад ППЛ медленно уменьшается, но в основном потому, что вклад ОПЛ увеличивается с обратным знаком. Здесь будет иметь место явление частичной компенсации перекрёстной помехи ППЛ перекрёстной помехой ОПЛ, а около  $H_{d2}/W = 0,28$  будет наблюдаться эффект полной компенсации дальней перекрёстной помехи. При увеличении  $H_{d2}/W$  от 0,28 до 1 результирующее значение дальней перекрёстной помехи будет возрастать, отчасти потому, что вклад ППЛ медленно уменьшается, но в основном потому, что вклад обращённых линий возрастает с обратным знаком. Здесь будет иметь место явление перекомпенсации дальней перекрёстной помехи ППЛ дальней перекрёстной помехой ОПЛ, приводящее к изменению полярности результирующей дальней перекрёстной помехи.

Для проверки основанного на рис. 2.32 качественного анализа поведения дальней перекрёстной помехи при изменении  $H_{d2}/W$  выполнено компьютерное моделирование отклика на входной сигнал с линейно нарастающим фронтом для схемы, состоящей из двух отрезков связанных линий с ёмкостью на стыке.

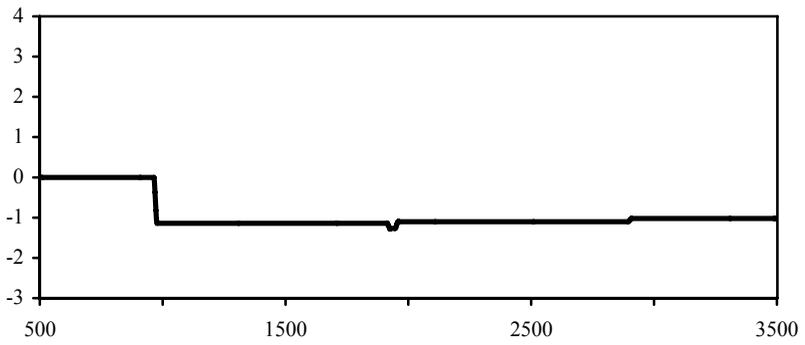
Для минимизации влияния рассогласования в начале и на конце активной и пассивной линий включены сопротивления 50 Ом. Строгий учёт влияния ёмкостной неоднородности требует анализа трёхмерной конфигурации стыка отрезков и здесь не производится. Поэтому для минимизации её влияния ёмкость неоднородности  $C_d$  в вычислениях полагается для обеих мод равной 0,01 пФ. Длины отрезков линий полагаются одинаковыми ( $\ell_1=\ell_2=100$  мм). Сигнал на входе активной ОПЛ изменяется от нуля до  $V_{in0}=10$  В с линейно нарастающим фронтом  $t_r=10$  пс.

Для ряда значений  $H_{d2}/W$  вычислены формы дальней перекрёстной помехи, показывающие компенсацию дальней перекрёстной помехи. На рис. 2.33 показаны три примера. График (а) для  $H_{d2}/W=0,01$  демонстрирует дальнюю перекрёстную помеху большой отрицательной величины. Эффект полной компенсации дальней перекрёстной помехи виден на графике (б), полученном для  $H_{d2}/W=0,28$ . График (в) для  $H_{d2}/W=1$  показывает дальнюю перекрёстную помеху большой положительной величины.

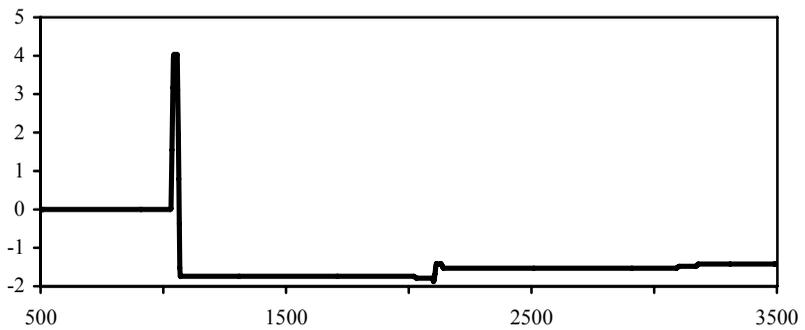
Для более детального исследования рассматривалась и зависимость компенсации дальней перекрёстной помехи от длин отрезков. Структура из рис. 2.31 исследовалась при длине отрезка ОПЛ  $\ell_1=5$  см, а ППЛ –  $\ell_2=2; 4; 6; 8; 10$  см. Вычислялись формы дальней перекрёстной помехи по значениям ёмкостной и индуктивной связей из рис. 2.32 для  $H_{d2}/W=0,2; 0,3; 0,4$ , которые показаны в соответствующих столбцах табл. 2.6. Из неё ясно виден эффект компенсации дальней перекрёстной помехи ОПЛ дальней перекрёстной помехой ППЛ. Графики первой строки для  $\ell_2=2$  см показывают частичную компенсацию, дающую положительное значение пика помехи. При росте  $\ell_2$  может наблюдаться полная компенсация. На графиках предпоследней строки для  $\ell_2=10$  см видна перекомпенсация помехи, приводящая к отрицательному значению её пика. В последней строке табл. 2.6 показаны формы дальней перекрёстной помехи для  $\ell_2$ , вычисленной по формуле (2.2) из условия полной компенсации дальней перекрёстной помехи. Как видно из графиков, при этих значениях пик помехи минимален, что подтверждает достоверность формулы для оценки параметров линий, при которых наступает полная компенсация дальней перекрёстной помехи.



*a*



*б*

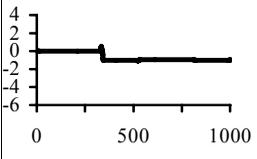
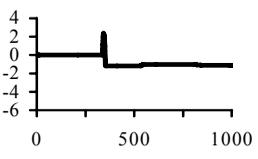
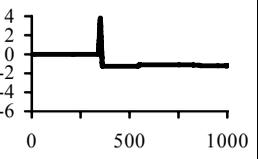
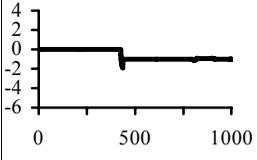
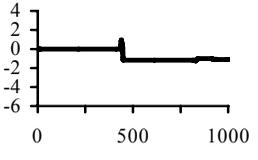
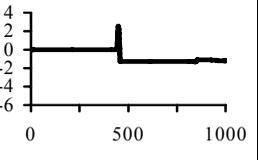
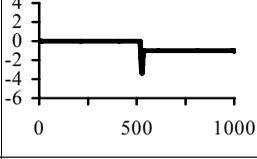
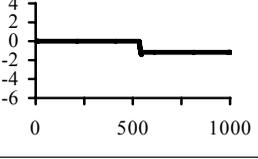
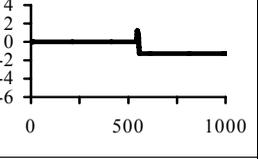
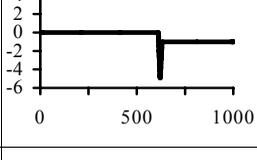
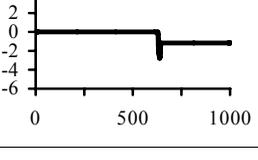
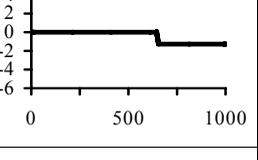
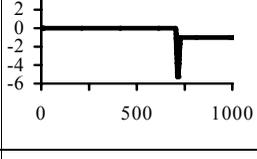
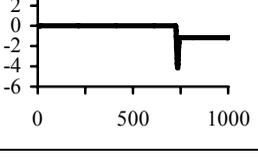
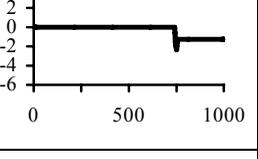


*в*

Рис. 2.33. Форма (В, пс) дальней перекрёстной помехи для  $H_{d2}/W=0,01(a)$ ;  $0,28(б)$ ;  $1(в)$

Таблица 2.6

Формы (В, пс) дальней перекрёстной помехи для двух последовательно соединённых отрезков связанных линий ( $\ell_1=5$  см,  $V_{in0}=10$  В,  $t_r=10$  пс)

$\ell_2$ , см	$H_{d2}/W=0,2$	$H_{d2}/W=0,3$	$H_{d2}/W=0,4$
2			
4			
6			
8			
10			
Полная компенсация	$\ell_2=2,8$ см	$\ell_2=5,6$ см	$\ell_2=8,4$ см

Сводные зависимости пиковых значений дальней перекрёстной помехи  $V_{FAR}$  от  $\ell_2$  для различных  $H_{d2}/W=0,2; 0,3; 0,4$  показаны на рис. 2.34 (о). Ясно видна возможность компенсации дальней перекрёстной помехой связанных ОПЛ дальней перекрёстной помехой связанных ППЛ за счёт выбора параметров этих линий. Компенсация дальней перекрёстной помехи возможна и в межсоединении печатной платы с двухслойным диэлектриком из трёх отрезков (рис. 2.35). Для этой структуры вычислены формы дальней перекрёстной помехи для  $H_{d2}/W=0,28$  при  $\ell_1=\ell_3=5$  см и  $\ell_2=6, 8, 10, 12, 14$  см. Они показаны в табл. 2.7, из которой видна значительная зависимость величины и полярности дальней перекрёстной помехи от длины среднего отрезка. Сводная зависимость соответствующих пиковых значений дальней перекрёстной помехи от  $\ell_2$  показана на рис. 2.34 (Δ).

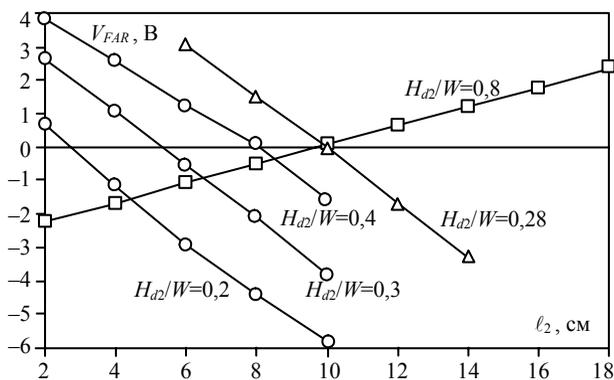


Рис. 2.34. Зависимости  $V_{FAR}$  от  $\ell_2$

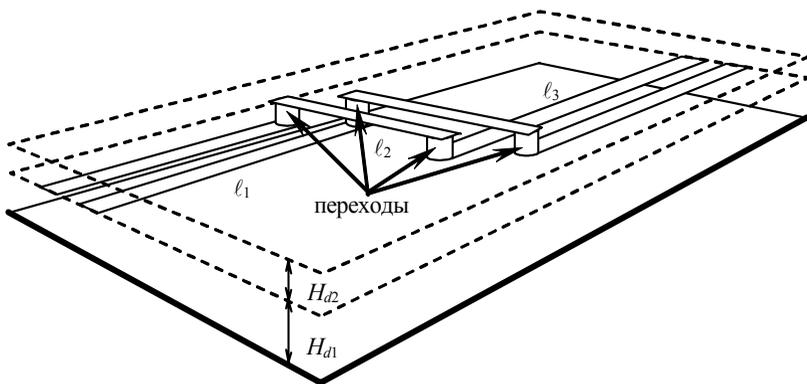
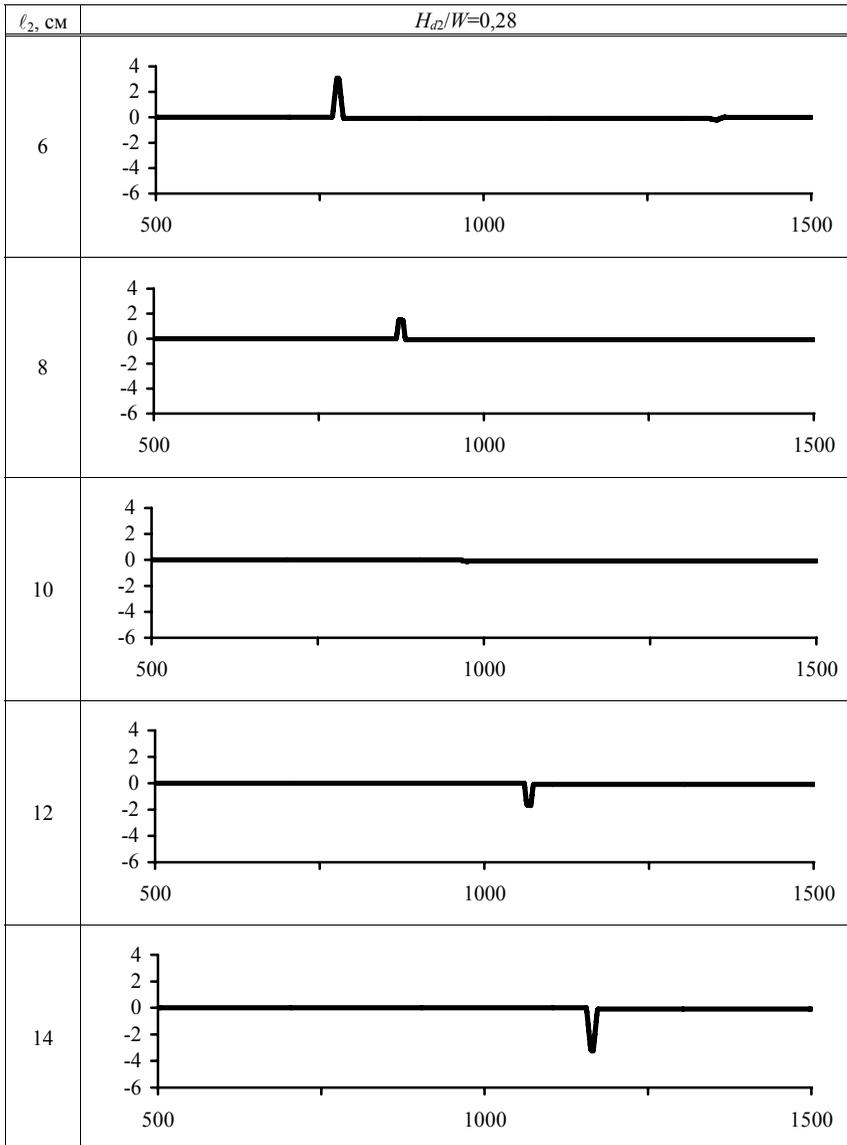


Рис. 2.35. Три отрезка из линий: обращённых ( $\ell_1$ ), подвешенных ( $\ell_2$ ), обращённых ( $\ell_3$ )

Таблица 2.7

Формы (В, пс) дальней перекрёстной помехи для трёх последовательно соединённых отрезков связанных линий ( $\ell_1=\ell_3=5$  см,  $V_{in0}=10$  В,  $t_r=10$  пс)



Таким образом, в разделе показаны возможности значительного уменьшения величины дальней перекрёстной помехи в различных структурах из нескольких отрезков ППЛ и ОПЛ за счёт компенсации перекрёстных помех разной полярности соответствующим выбором параметров этих отрезков. Кроме того, показана корректность оценки параметров отрезков по приближенному условию полной компенсации (2.2).

### 2.4.3.2.3. Отрезок связанных МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем

Компенсация дальней перекрёстной помехи в широко применяемых обычных связанных МПЛ невозможна, поскольку для любых параметров этих линий ёмкостная связь всегда меньше индуктивной. Однако простое добавление покрывающего диэлектрического слоя поверх обычных МПЛ преобразует их в линии, подобные ОПЛ. Следовательно, новые свойства, отсутствующие в обычных МПЛ (в частности, возможность компенсации дальней перекрёстной помехи), могут появиться в покрытых МПЛ и использоваться в одиночном или последовательно соединённых отрезках таких связанных линий (рис. 2.36).

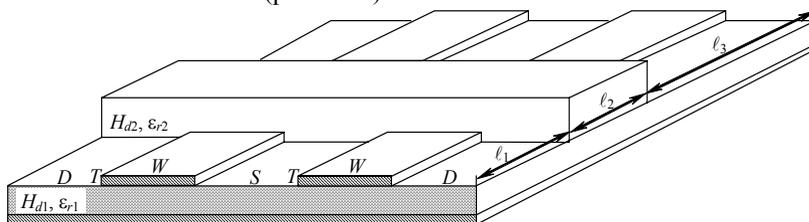


Рис. 2.36. Структура с линиями с покрывающим диэлектрическим слоем

Для проверки этого предположения вычислены параметры линий и смоделированы формы сигналов. Исходные параметры линий:  $T/W=0,1$ ;  $D/W=3$ ;  $S/W=1$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ ;  $\epsilon_{r1}=3$ . Вычисленные зависимости  $(K_C-K_L)$  от  $H_{d2}/W$  для  $\epsilon_{r2}=1; 2; 3; 4; 5$  показаны на рис. 2.37, из которого видна возможность  $(K_C-K_L)$  быть равной нулю или больше нуля при  $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r1}$ .

Несмотря на простоту конфигурации, моделирование формы дальней перекрёстной помехи при различных параметрах покрывающего диэлектрического слоя требует вычислений по моделям разной сложности. Так, для исследования зависимости формы сигнала от толщины покрывающего слоя достаточно вычисление отклика одного отрезка связанных линий. Однако для исследования зависимости формы сигнала от длины покрывающего диэлектрического слоя надо вычислить отклик двух отрезков связанных линий. Наконец, для исследования зависимости полной ком-

пенсации перекрёстной помехи от положения покрывающего диэлектрического слоя надо вычислить отклик трёх отрезков. Ниже рассмотрен и пояснён каждый из этих случаев, но, в отличие от предыдущих разделов, показаны формы сигнала не только дальней, но и ближней перекрёстной помехи, причем, в начале и конце активной линии. Это позволит более полное исследование данного способа, а именно, оценку влияния всех основных геометрических параметров покрывающего диэлектрического слоя на формы сигналов на всех четырёх концах исследуемой структуры.

Сначала дальняя перекрёстная помеха рассчитывалась для структуры из одного отрезка двух связанных МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем ( $\ell_1=\ell_3=0$ ,  $\ell_2=20$  см). В начале активной линии полагался входной сигнал с линейно нарастающим фронтом  $t_r=100$  пс до  $V_{in0}=10$  В. Пять пиковых значений (делённых на 100 В) дальней перекрёстной помехи для  $H_{d2}/W=0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8$  ( $\varepsilon_{r2}=5$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ ;  $\varepsilon_{r1}=3$ ;  $D/W=3$ ;  $S/W=1$ ,  $T/W=0,1$ ) показаны на рис. 2.37 (O). (Три примера форм сигналов, для  $H_{d2}=0; 0,4; 0,8$ , показаны в табл. 2.8.) Видно значительное изменение перекрёстной помехи, в частности её полярности и величины, с высотой покрывающего слоя. Это значит, в частности, что при заданной величине  $\varepsilon_{r2}$  (когда  $\varepsilon_{r2} > \varepsilon_{r1}$ ) соответствующим выбором значения  $H_{d2}$  можно минимизировать дальнюю перекрёстную помеху. Отметим, что точка возможной полной компенсации дальней перекрёстной помехи, указываемая окружностями, приблизительно соответствует точке, указываемой соответствующей сплошной линией ( $K_C-K_L$ ) для  $\varepsilon_{r2}=5$ , что подтверждает корректность оценки точки компенсации дальней перекрёстной помехи по вычислению параметров без вычисления временного отклика.

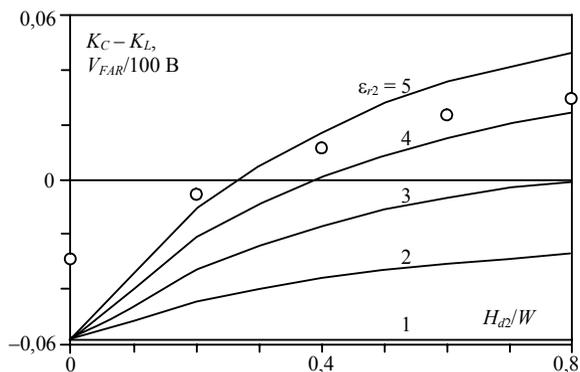
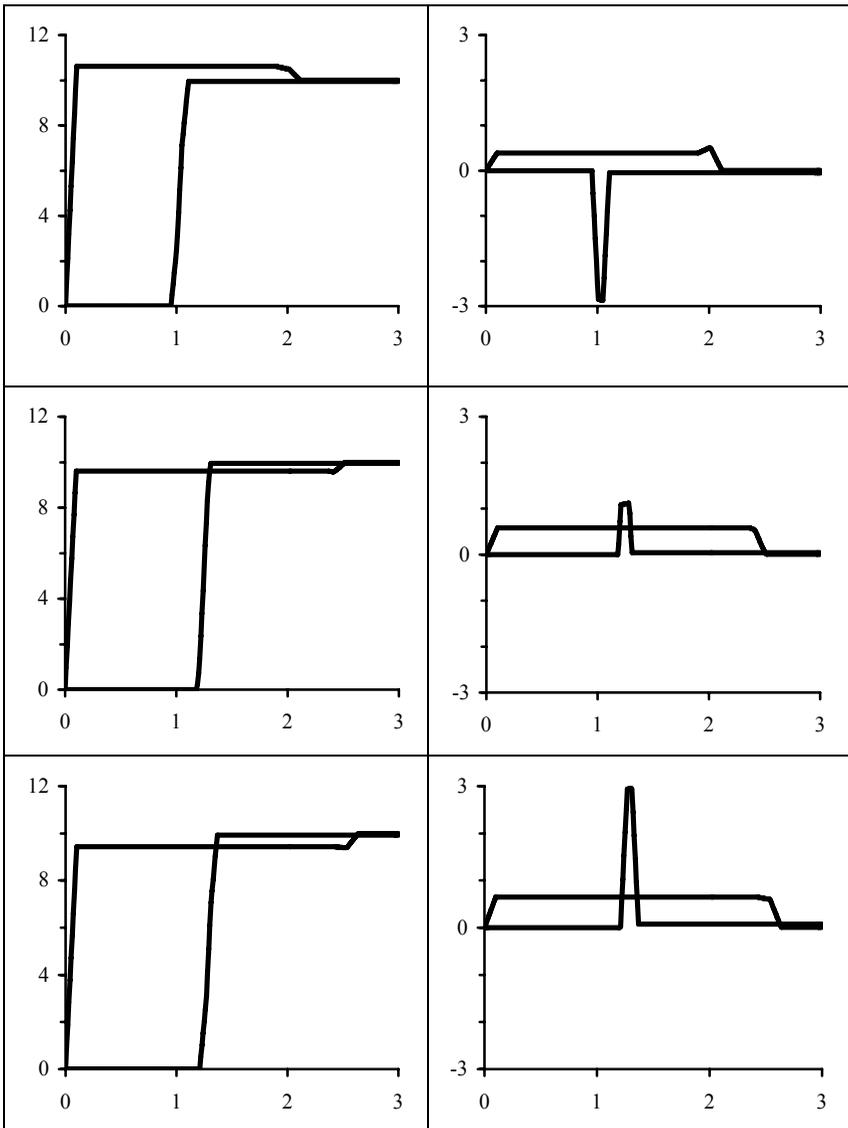


Рис. 2.37. Зависимость  $(K_C-K_L)$  связанных МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем от  $H_{d2}/W$  для  $\varepsilon_{r2}=1, \dots, 5$  (сплошные линии). Пять значений  $(V_{FAR}/100 \text{ В})$  для рис. 2.36 (O)

Таблица 2.8

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $H_{дл}/W=0; 0,4; 0,8$  (сверху вниз)



Для более детального исследования возможности уменьшения дальней перекрёстной помехи рассмотрена её зависимость от длины покрывающего диэлектрического слоя. С этой целью проанализирована двухотрезковая структура ( $\ell_1=0$ ) из отрезка связанных МПЛ с покрывающим слоем и отрезка связанных МПЛ без этого слоя. Параметры отрезка с покрывающим слоем соответствуют  $H_{d2}/W=0,8$ ;  $\varepsilon_{r2}=5$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ ;  $\varepsilon_{r1}=3$ ;  $D/W=3$ ;  $S/W=1$ ,  $T/W=0,1$ . Формы сигналов, вычисленные для возрастающей длины покрывающего диэлектрического слоя ( $\ell_2=2, 4, \dots, 18$  см) при неизменной общей длине структуры ( $\ell_2+\ell_3=20$  см), показаны в табл. 2.9–2.11. Для наглядности сводная зависимость пикового значения дальней перекрёстной помехи от  $\ell_2$  показана на соответствующем графике рис. 2.34 (□). Видно, что величина дальней перекрёстной помехи в этом случае также может быть уменьшена аналогично предыдущему случаю. Но это достигается посредством компенсации отрицательной дальней перекрёстной помехи МПЛ положительной дальней перекрёстной помехой МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем. Таким образом, в случае очень толстого покрывающего слоя его длина не должна быть очень большой для полной компенсации дальней перекрёстной помехи.

Наконец, рассмотрено влияние положения покрывающего диэлектрического слоя на полную компенсацию дальней перекрёстной помехи. С этой целью найдена длина покрывающего слоя ( $\ell_2=9,84$  см), соответствующая полной компенсации дальней перекрёстной помехи в предыдущей структуре. Затем увеличивалось положение  $\ell_1$  этого покрывающего слоя от начала линий ( $\ell_1=0, \dots, 10$  см), тогда как общая длина структуры сохранялась постоянной ( $\ell_1+\ell_2+\ell_3=20$  см), т.е. покрывающий слой длиной, соответствующей полной компенсации дальней перекрёстной помехи, передвигается от начала к концу связанной МПЛ длиной 20 см.

Вычисленные формы сигналов, соответствующие этому случаю, показаны в табл. 2.12–2.13. Графики, прежде всего, ещё раз показывают, что явление полной компенсации дальней перекрёстной помехи может иметь место и в трёх последовательно соединённых отрезках линий. Ясно видно, что изменение положения покрывающего диэлектрического слоя практически не влияет на полную компенсацию дальней перекрёстной помехи. Можно отметить и то, что форма сигнала в конце активной линии также практически не изменяется. Что касается ближней перекрёстной помехи, то изменение её формы очень интересно: она как бы сканирует по длине всю линию. Это явление также может быть использовано, например, для совершенствования датчиков различного назначения.

Таблица 2.9

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $\ell_2=2, 4, 6$  см (сверху вниз),  $\ell_1=0, \ell_2+\ell_3=20$  см

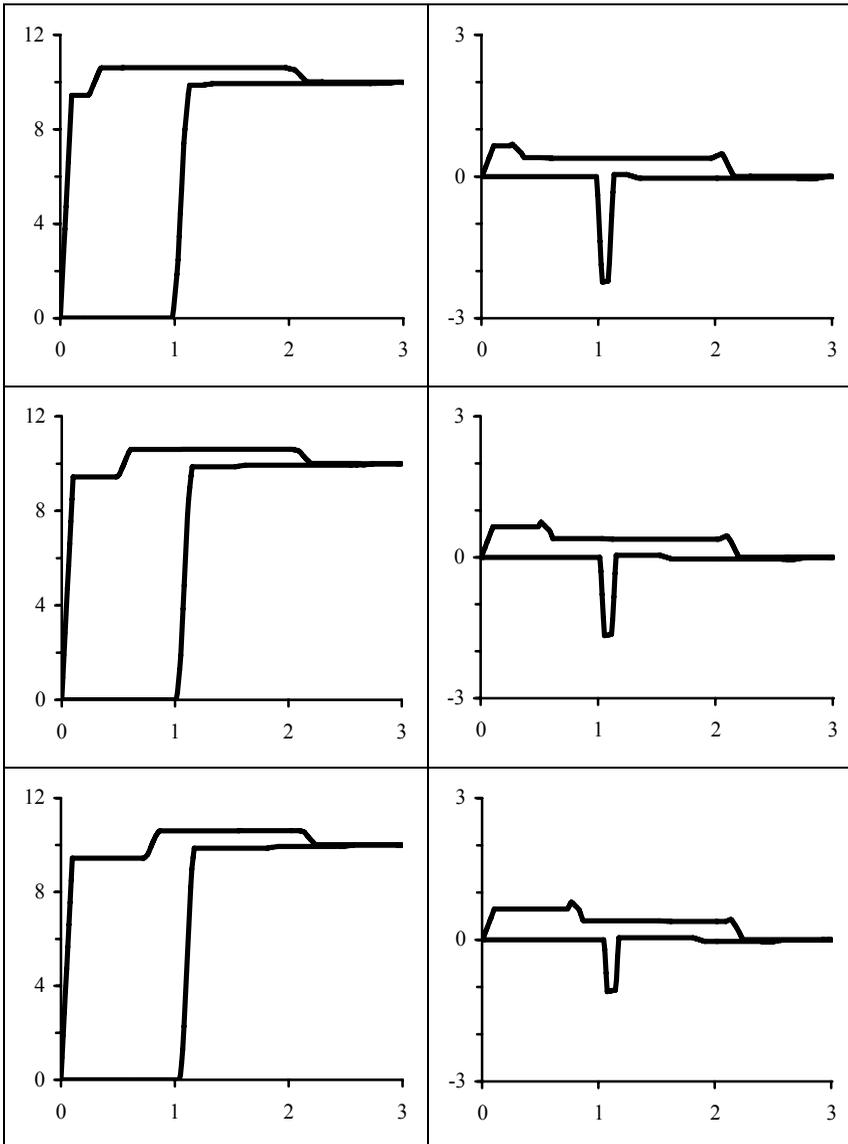


Таблица 2.10

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $\ell_2=8, 10, 12$  см (сверху вниз),  $\ell_1=0, \ell_2+\ell_3=20$  см

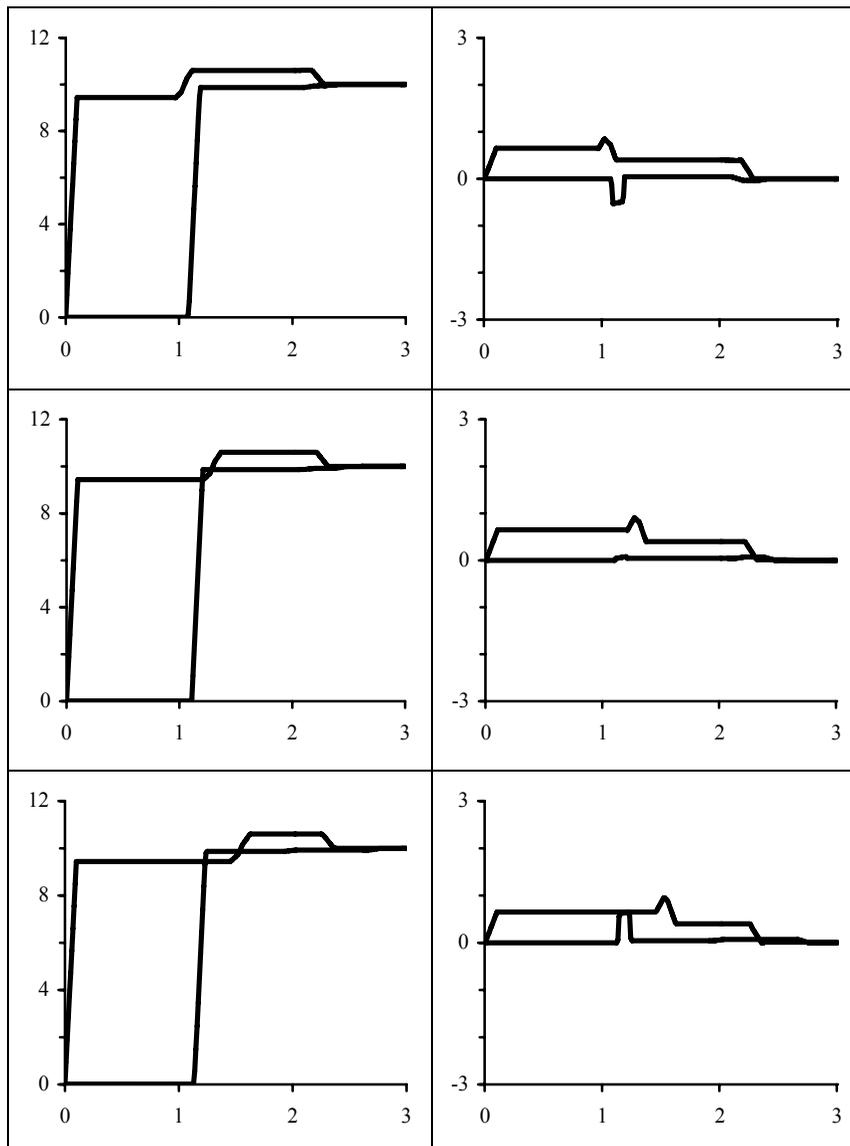


Таблица 2.11

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $\ell_2=14, 16, 18$  см (сверху вниз),  $\ell_1=0, \ell_2+\ell_3=20$  см

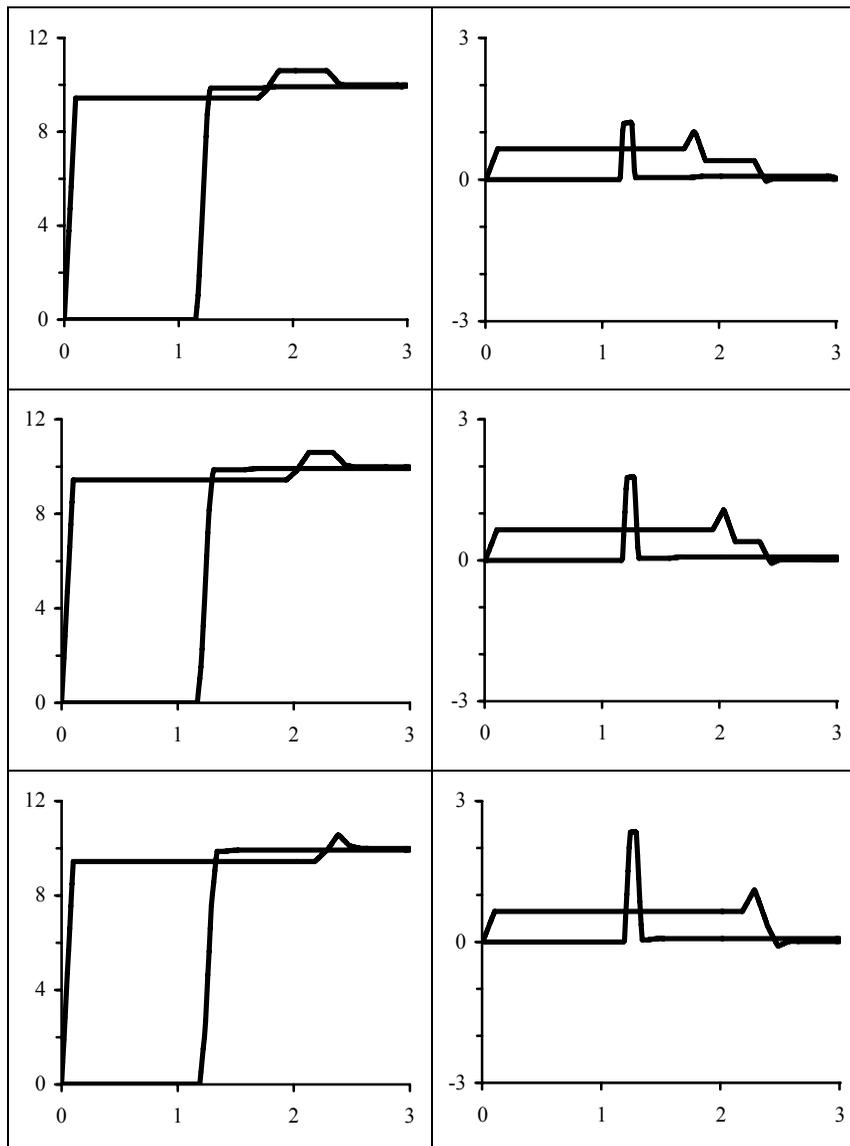


Таблица 2.12

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $\ell_1=0, 2, 4$  см (сверху вниз),  $\ell_2=9,84$  см,  $\ell_2+\ell_3=20$  см

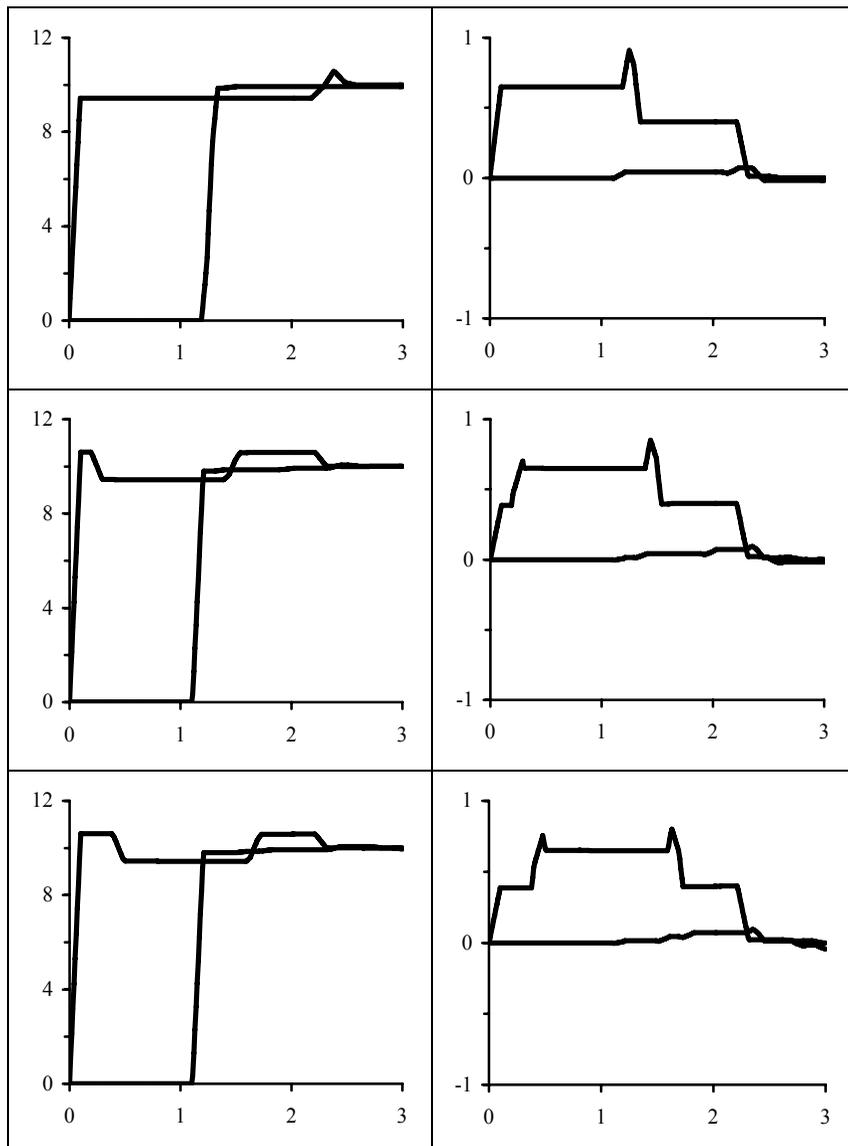
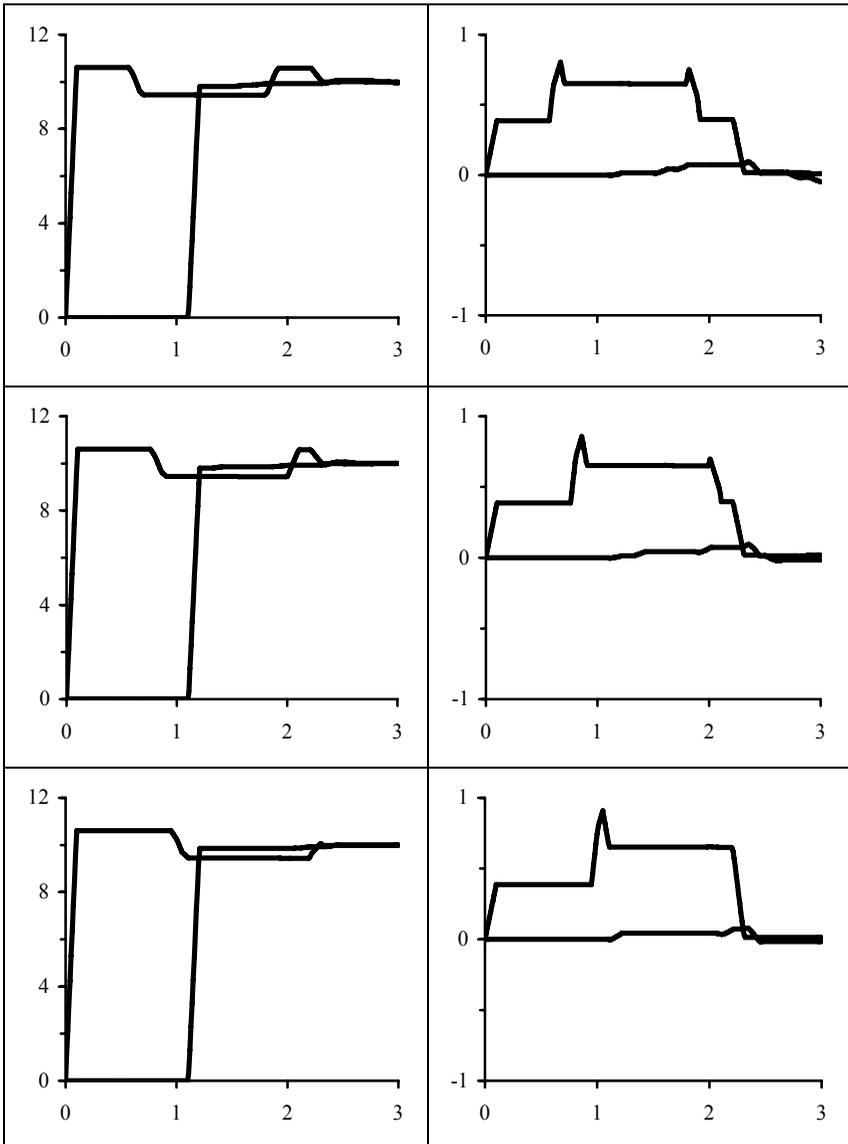


Таблица 2.13

Формы сигналов (В, нс) на ближнем и дальнем концах активной (слева) и пассивной (справа) линий для  $\ell_1=6, 8, 10$  см (сверху вниз),  $\ell_2=9,84$  см,  $\ell_2+\ell_3=20$  см



В заключение отметим следующее. Идея компенсации дальней перекрёстной помехи, рассмотренной в разделах 2.4.1 и 2.4.2, очень проста. Суть её состоит в способности разности ёмкостной и индуктивной связей между проводниками линии становиться отрицательной, нулевой или положительной (из-за неоднородного диэлектрического заполнения) в зависимости от геометрических и электрических параметров проводников и диэлектриков линии. В результате, изменение какого-либо параметра этой линии около точки нулевой разности даст соответствующее поведение рассматриваемой характеристики линии. Здесь этой характеристикой является дальняя перекрёстная помеха в нескольких типах одно- и многоотрезковых межсоединений в двухслойной диэлектрической среде, рассмотренная в зависимости только от нескольких параметров этих межсоединений. Однако аналогичные интересные эффекты могут быть обнаружены в поведении: других характеристик; других похожих типов линий или структур межсоединений, состоящих из комбинаций таких линий; в зависимости от других параметров – не рассмотренных в этой работе. Полное исследование всех возможных вариантов довольно обширно, но автор надеется, что представленные примеры исследований, имеющих разную степень завершенности, помогут любому заинтересованному найти идеи должного использования описанных явлений в конкретных приложениях.

#### **2.4.4. Уменьшение искажений в отрезке многопроводной линии**

##### **2.4.4.1. Дальние перекрёстные помехи**

В данном разделе исследована дальняя перекрёстная помеха на разных проводниках отрезка многопроводной линии в зависимости от его параметров [131].

Объектом исследования выбрана обычная МПЛ, поскольку она является одной из самых распространённых и в ней возможна компенсация прямой перекрёстной помехи покрывающим диэлектрическим слоем. С помощью метода моментов были вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической [C] и электромагнитной [L] индукции четырёх связанных МПЛ с покрывающим диэлектрическим слоем (рис. 2.38). Толщина  $T$  и ширина  $W$  линий, расстояние между линиями  $S$ , расстояние от линий до края структуры  $D$  и толщина подложки  $H_{d1}$  таковы, что  $T/W=0,01$ ;  $D/W=1$ ;  $S/W=1$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ . Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_{r1}=3$ , покрывающего слоя  $\epsilon_{r2}=5$ , а его относительная толщина  $H_{d2}/W=0; 0,1; \dots; 2$ .

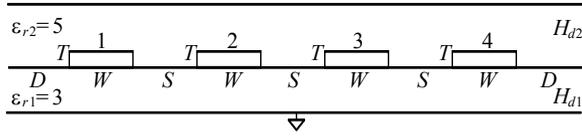


Рис. 2.38. Поперечное сечение исследуемой конфигурации

Для моделирования формы прямых перекрёстных помех использовались простые аналитические формулы, полученные в [132] для линий без потерь и дисперсии, с нулевыми нагрузками в начале и согласованных в конце. К началу первой линии подключен генератор ЭДС, линейно нарастающей за 0,1 нс до постоянного уровня 1 В (рис. 2.39). В табл. 2.14 приведены результаты моделирования формы напряжения прямой перекрёстной помехи на линиях 2, 3, 4 при их длине  $L=20$  см для различных значений  $H_{d2}/W$  (сверху вниз по мере возрастания).

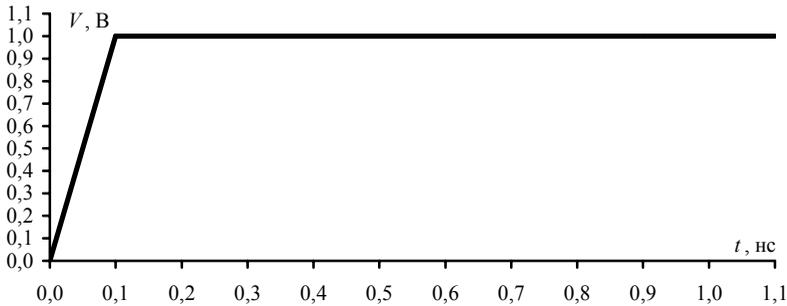


Рис. 2.39. Форма ЭДС генератора, подключённого к линии 1

Качественный анализ формы дальней перекрёстной помехи на конкретной линии сделать довольно сложно, поскольку она является суперпозицией четырёх мод, каждая из которых распространяется со своей скоростью. Однако из результатов моделирования можно сделать следующие выводы:

пиковые значения дальней перекрёстной помехи на линиях 3 и 4 могут быть одного порядка и могут быть больше, чем на линии 2 (в случае компенсации дальней перекрёстной помехи на линии 2);

структура дальней перекрёстной помехи на линии 3 определяется, большей частью, влиянием от линии 1, проявляющемся в виде однополярного импульса, и влиянием импульса перекрёстной помехи в линии 2, проявляющемся в виде двухполярного импульса, причём вклад каждого из этих влияний может быть как преобладающим, так и нулевым;

полная компенсация (или небольшая перекомпенсация) дальней перекрёстной помехи на линии 2 минимизирует дальнюю перекрёстную помеху на линиях 3 и 4.

Поскольку реальная длина линий может изменяться в довольно широком диапазоне, полезно исследовать зависимость дальних перекрёстных помех от длины линии. В табл. 2.15 и 2.16 приведены выборки (для  $H_{d2}/W=0,0$  и  $H_{d2}/W=0,4$  соответственно) результатов моделирования формы дальней перекрёстной помехи (В, нс) на линиях 2, 3, 4 для различных длин  $L=0,1; 0,2; \dots; 1$  м (на одном графике). В табл. 2.17 приведены зависимости пиковых значений (положительных и отрицательных) дальних перекрёстных помех на линиях 2, 3, 4 от длины линии  $L=0,1; 0,2; \dots; 5$  м, при различных значениях  $H_{d2}/W=0,0; 0,2; 0,4; 0,5; 0,7; 1,9$ . Из анализа табл. 2.17 можно сделать следующие выводы:

- при увеличении длины линии пиковые значения дальней перекрёстной помехи на линиях 2, 3 и 4 увеличиваются до максимально возможных значений (и дальше не растут), причём эти значения одного порядка и достигают 50% от уровня сигнала в линии 1;

- при приближении к точке компенсации дальней перекрёстной помехи на линии 2 уменьшается максимально возможное пиковое значение дальней перекрёстной помехи на этой линии;

- максимально возможное пиковое значение дальней перекрёстной помехи на линии 3 может быть больше, чем на линии 2.

В заключение подчеркнём ещё раз, что представленные результаты получены в предположении линий с нулевыми нагрузками в начале и согласованных на конце. Таким образом, при моделировании учитывается вклад только падающих волн каждой из мод в линиях, что довольно сложно точно проверить экспериментально, поскольку рассогласование мод приведёт к их отражениям той или иной полярности, что может сильно изменить форму и величину дальних перекрёстных помех на разных линиях. Тем не менее, важно, что полученные значения получаются уже только за счёт разности скоростей различных мод и их амплитуд, тогда как наличие отражений может привести к значительному росту значений.

Таблица 2.14

Форма дальней перекрёстной помехи (В, нс) на линиях 2, 3, 4 (цифры на графиках) для различных значений  $H_{d2}/W$  (сверху вниз по мере возрастания)

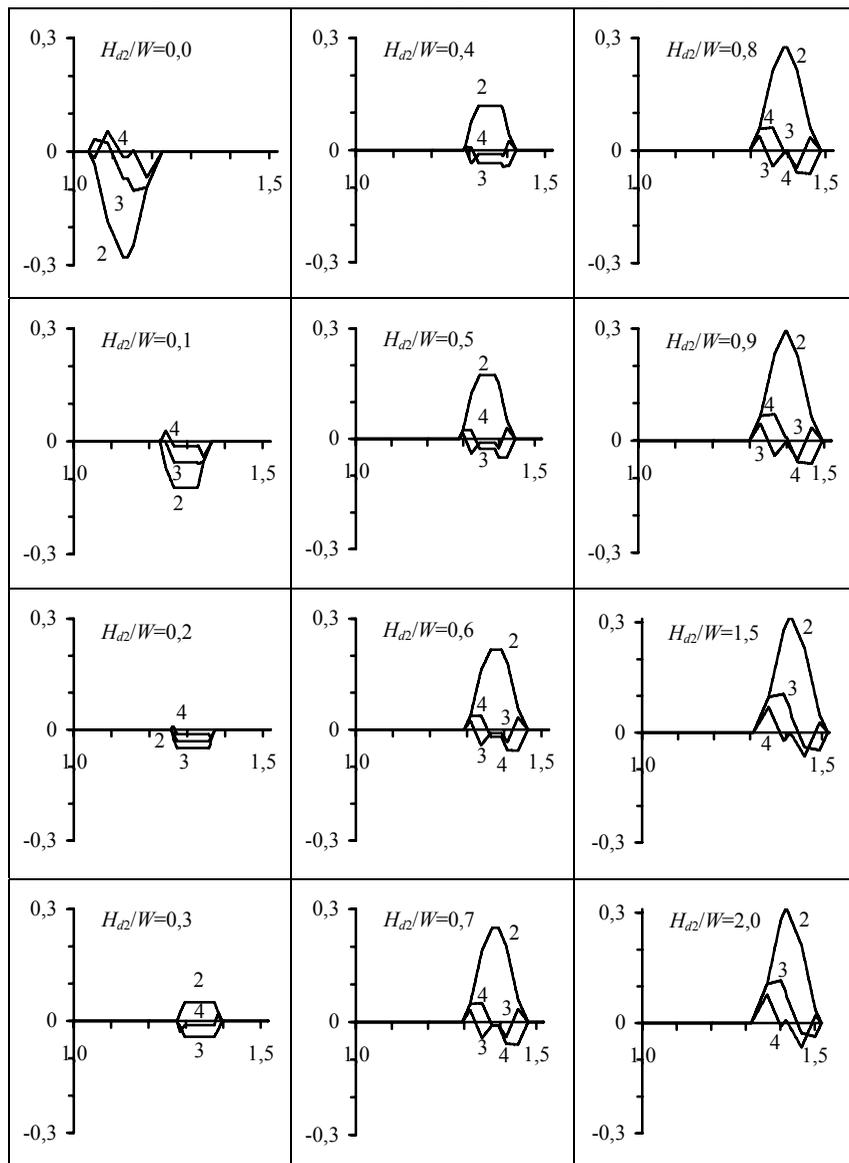


Таблица 2.15

Формы дальней перекрёстной помехи (В, нс) на линиях 2, 3, 4 (сверху вниз)  
для различных длин  $L=0,1; 0,2; \dots; 1$  м (на одном графике) при  $H_{02}/W=0$

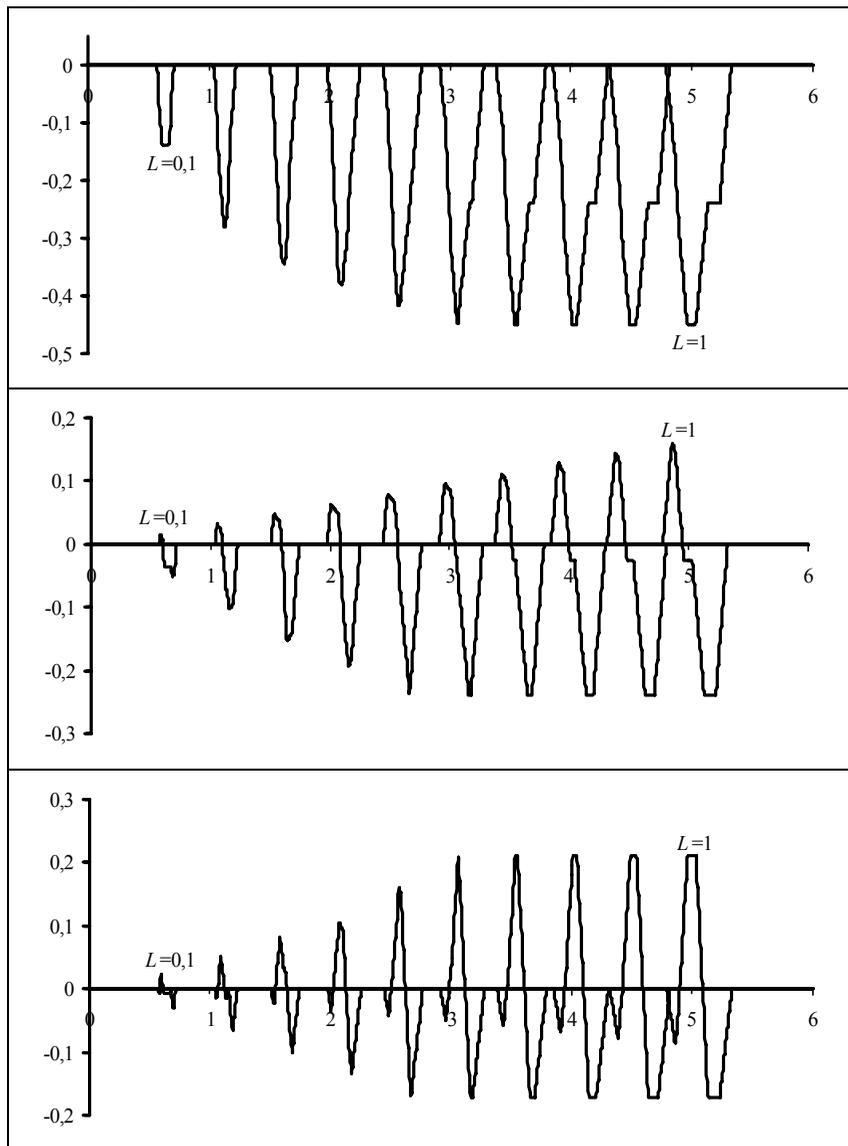


Таблица 2.16

Формы дальней перекрёстной помехи (В, нс) на линиях 2, 3, 4 (сверху вниз) для различных длин  $L=0,1; 0,2; \dots; 1$  м (на одном графике) при  $H_{d2}/W=0,4$

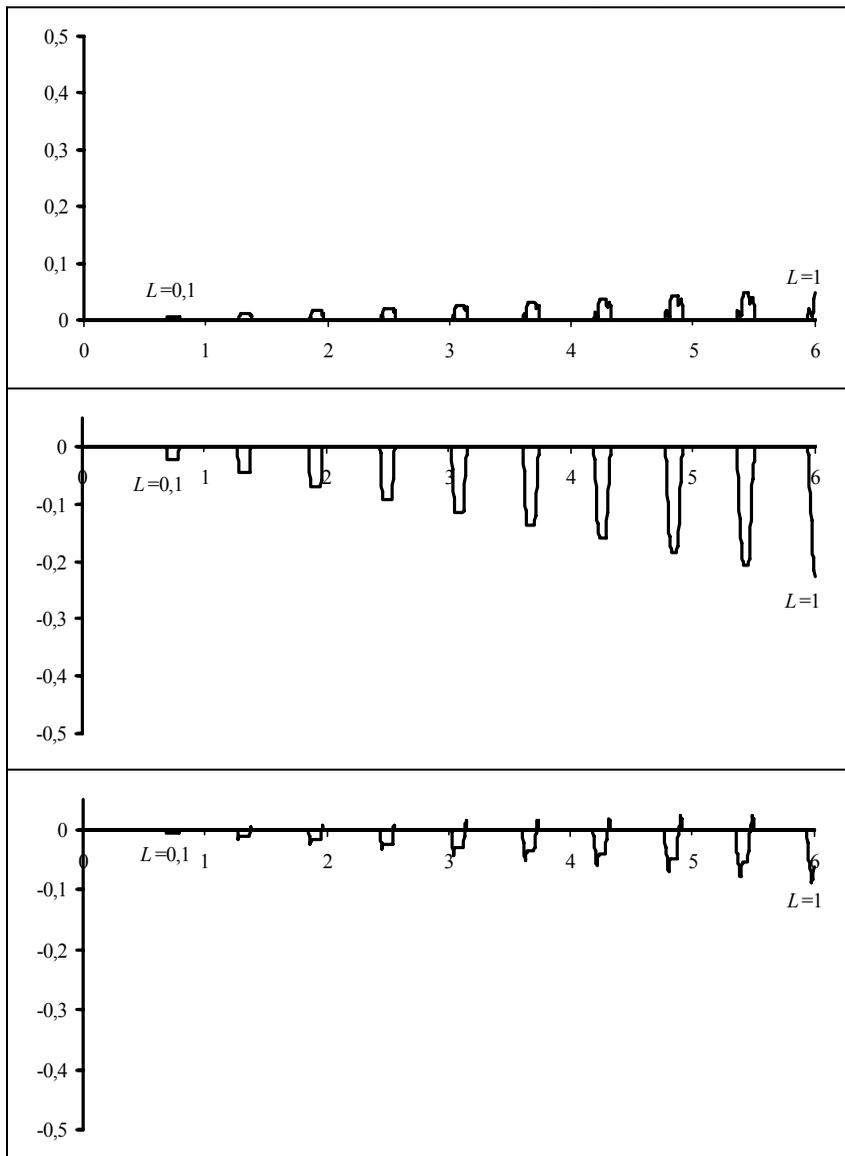
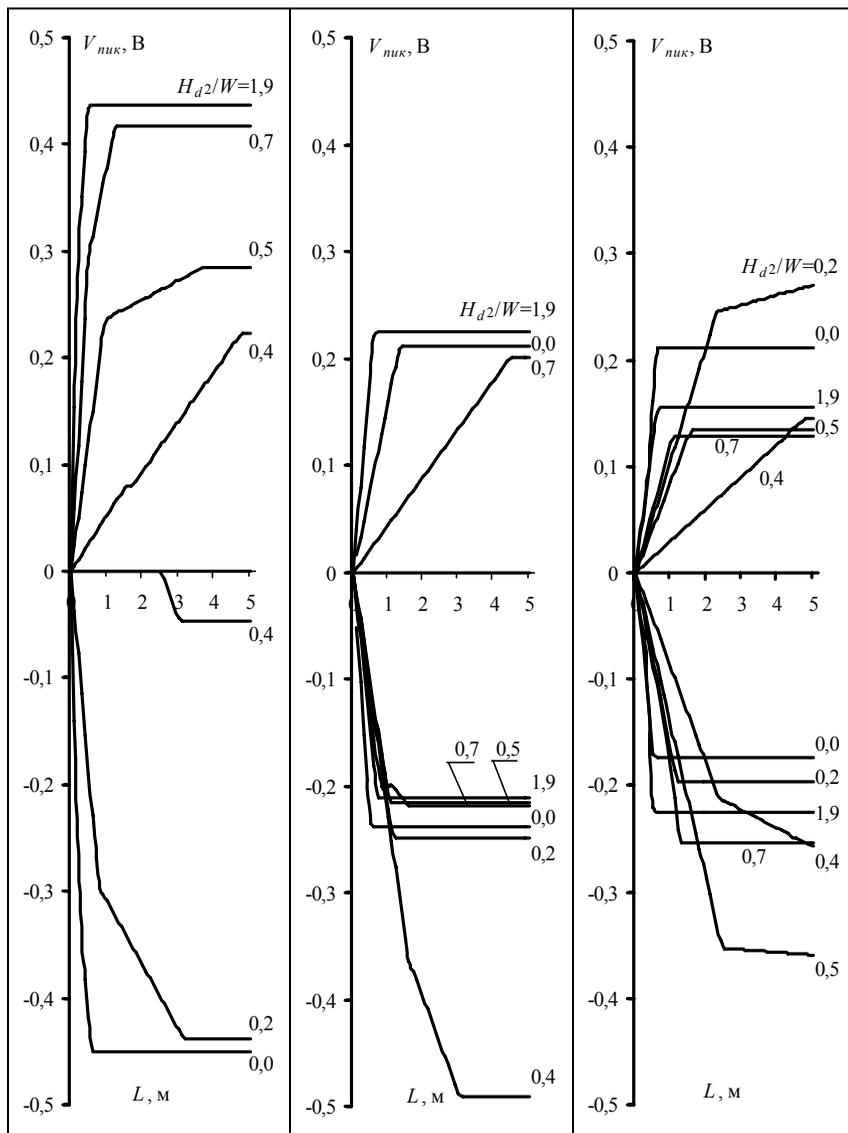


Таблица 2.17

Зависимости пиковых значений (положительных и отрицательных)  
дальних переэкстранных помех на линиях 2, 3, 4 (слева направо)  
от длины линий для  $H_{d2}/W=0; 0,2; 0,4; 0,5; 0,7; 1,9$



#### 2.4.4.2. Модальные искажения

В этом разделе исследуется отрезок многопроводной линии, но исследуются искажения сигнала в активной линии. Они называются здесь модальными и исследуются в «чистом» виде (в отсутствии других искажений) в зависимости от числа связанных линий и их параметров [133, 134].

Исследование выполнялось посредством вычислительного моделирования, поскольку с его помощью легко избавиться от влияния на форму сигнала потерь и дисперсии, а также минимизировать влияние отражений в линиях, что трудно сделать экспериментально.

Сначала были вычислены (двумя способами: программно реализованными алгоритмами данной работы и программным продуктом [135]) матрицы погонных коэффициентов электростатической [C] и электромагнитной [L] индукции для двух, трёх и четырёх ( $N = 2, 3, 4$ ) связанных микрополосковых линий (последний вариант показан на рис. 2.38). Во всех вариантах толщина  $T$  и ширина  $W$  линий, расстояние между ними  $S$ , расстояние от линий до края структуры  $D$  и толщина подложки  $H_{d1}$  таковы, что  $T/W=0,05$ ;  $D/W=1$ ;  $S/W=1$ ;  $H_{d1}/W=0,5$ . Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_{r1}=3$ , покрывающего слоя  $\epsilon_{r2}=5$ , а его относительная толщина  $H_{d2}/W=0, 0,1; 0,15; \dots; 1$ .

Затем вычислялась форма сигнала в конце линии 1 при условии, что к её началу подключен генератор ЭДС с формой трапеции. Время фронта и спада импульса  $t_r = t_f = 100$  пс, длительность плоской вершины  $t_d = 800$  пс, а амплитуда – 1 В (рис. 2.40).

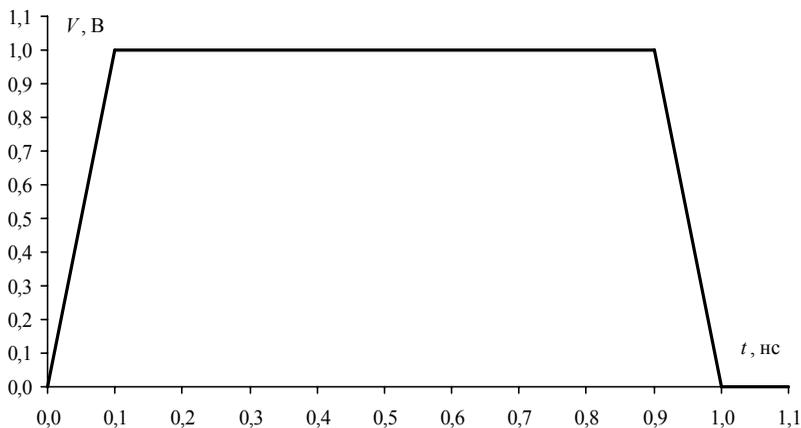


Рис. 2.40. Форма ЭДС генератора, подключённого к линии 1

Для проверки достоверности результатов моделирования форма сигнала вычислялась по двум разным моделям. Использовалось вычисление по алгоритмической модели [136] в частотной области (с применением быстрого преобразования Фурье), где 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 состояние, близкое к полному согласованию). Использовалась и простая аналитическая модель [132] 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. Результаты их сравнения здесь не приводятся, но показаны в работе [133], а все формы сигнала данной работы получены по алгоритмической модели [136] с параметрами линий, вычисленными по программно-реализованным алгоритмам данной работы. 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 рост длины  $\ell$  отрезка линий увеличивает временные интервалы между ступеньками. Увеличение этих интервалов более  $t_d$  ведёт к уменьшению амплитуды импульса и его разложению на  $N$  импульсов меньшей амплитуды. Примеры форм сигнала в конце активной линии при  $\ell = 2$  м,  $N = 2, 3, 4$ ,  $H_{d2}/W = 0; 0,25$  для  $t_d = 800$  пс показаны в табл. 2.18, а данные для  $t_d = 0$  пс (позволившие включить три значения  $H_{d2}/W = 0; 0,15; 0,25$ ) показаны в табл. 2.19.

Из анализа результатов моделирования можно сделать такие выводы.

1. Искажения импульса, распространяющегося в многопроводных линиях передачи, могут привести к многократному увеличению времени фронта импульса, изменению его длительности, уменьшению амплитуды, изменению формы и даже к увеличению числа импульсов. Если эти параметры информативны, то могут иметь место соответствующие погрешности в обработке информации.

2. Выбором толщины покрывающего диэлектрического слоя связанных микрополосковых линий можно существенно уменьшать модальные искажения.

Таблица 2.18

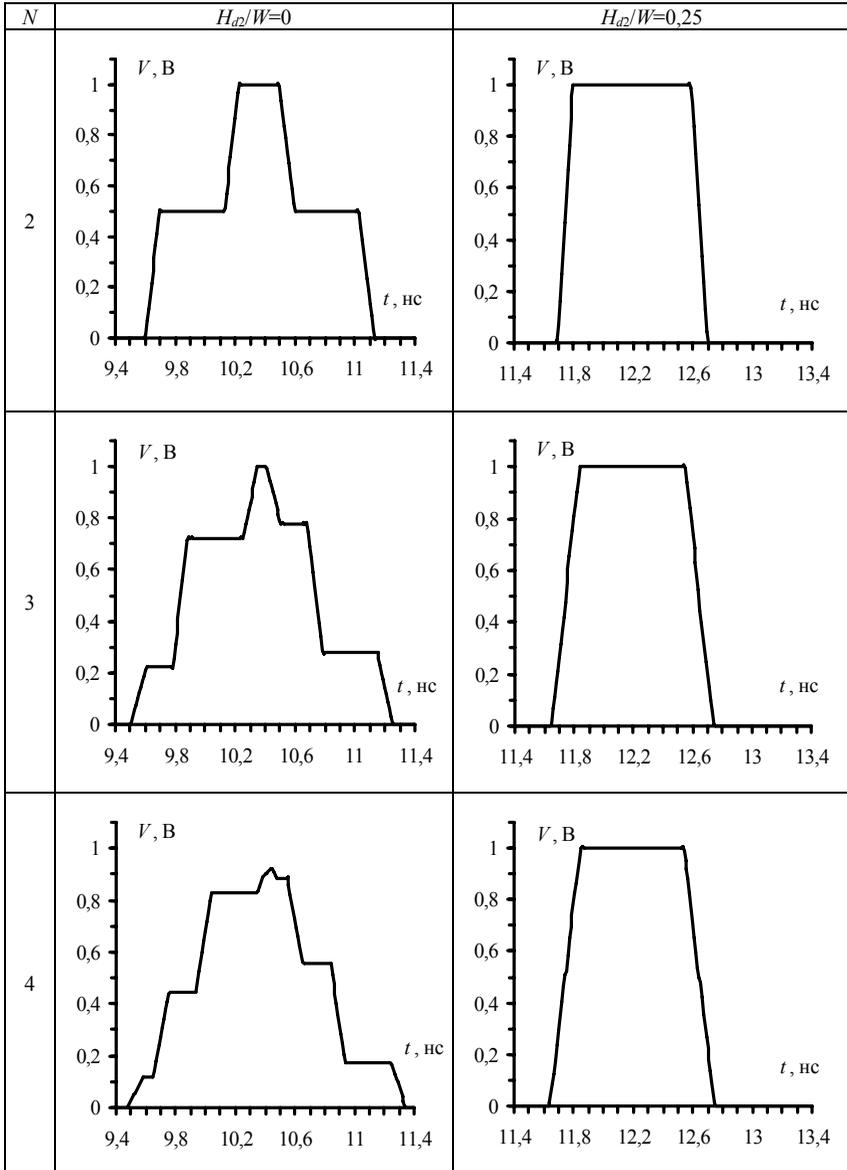
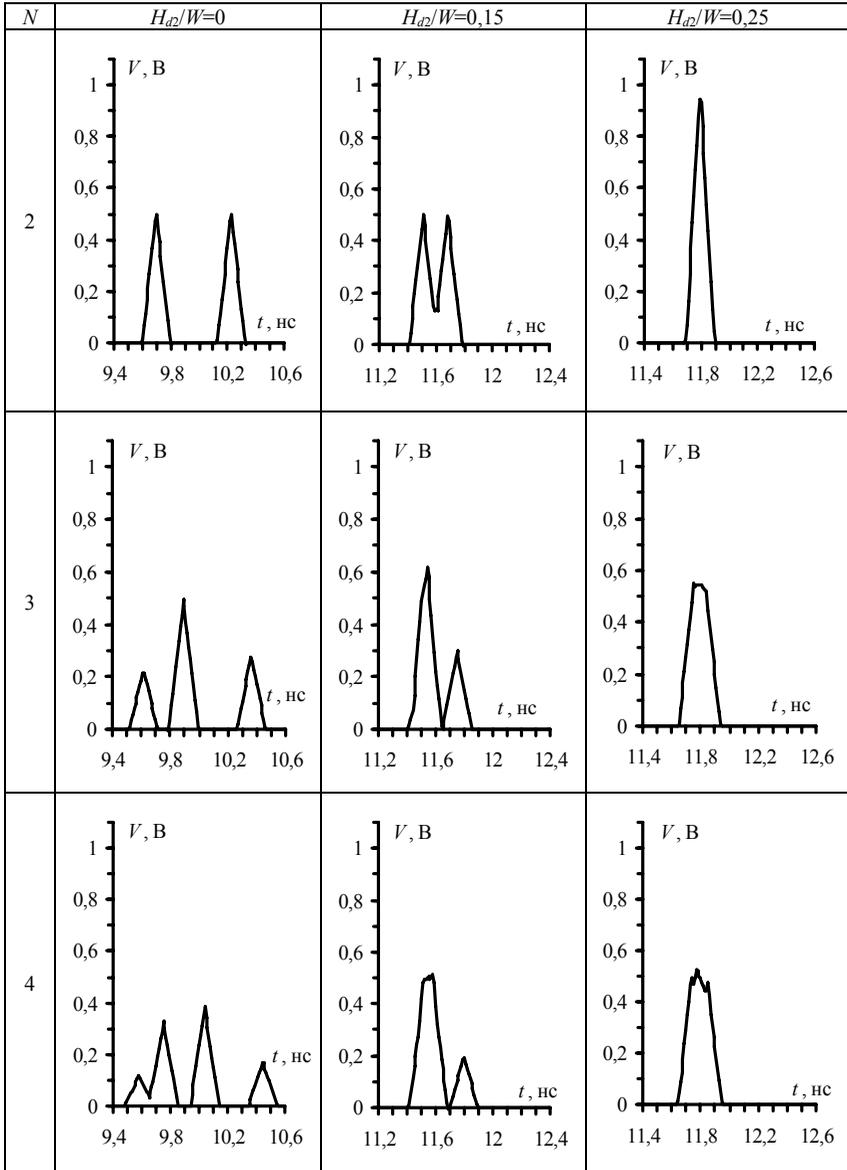
Напряжение в конце линии 1 при  $\ell = 2$  м,  $N = 2, 3, 4$ ,  $H_{02}/W = 0; 0,25$  для  $t_d = 800$  нс

Таблица 2.19

Напряжение в конце линии 1 при  $\ell = 2$  м,  $N = 2, 3, 4$ ,  $H_{d2}/W = 0; 0,15; 0,25$  для  $t_d = 0$  нс



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 в многопроводной линии передачи, и поэтому, подчёркивая физическую сущность этих искажений, естественно называть их модальными. Можно полагать, что модальные искажения импульса в отрезке многопроводных линий тем меньше, чем строже выполняется условие

$$\ell [\max(\tau_i) - \min(\tau_i)] \ll t_r, \quad i=1, \dots, N, \quad (2.4)$$

где  $\ell$  – длина отрезка,  $\tau_i$  – погонная задержка  $i$ -й моды отрезка,  $t_r$  – время фронта импульса,  $N$  – число проводников в отрезке (не считая опорного). Это подтверждается данными табл. 2.20, из которой видно, что максимальная разность погонных задержек для  $H_{d2}/W=0,25$  значительно меньше, чем для  $H_{d2}/W=0$ , и именно этим объясняется практически полное отсутствие искажений для  $H_{d2}/W=0,25$ .

Таблица 2.20

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

$H_{d2}/W$	$N=2$			$N=3$				$N=4$				
	$\tau_1$	$\tau_2$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$	$\tau_4$	$\max(\tau_i) - \min(\tau_i)$
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 заданной конфигурации является основной характеристикой, определяющей степень модальных искажений сигнала в этом отрезке. Поэтому важно исследовать эту характеристику подробнее. Её зависимости от  $H_{d2}/W$  для  $N = 2, 3, 4$ , вычисленные программно реализованными алгоритмами данной работы и программным продуктом [135], показаны на рис. 2.41 *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 всех исследованных линий изменением  $H_{d2}/W$  можно существенно изменять максимальную разность погонных задержек мод, причём существует оптимальное значение ( $H_{d2}/W \approx 0,25$  для всех линий), соответствующее минимуму этой разности. Важным следствием этого является то, что при оптимизации параметров многопроводных линий (во всяком случае, исследованной конфигурации) по критерию минимума модальных искажений нет необходимости в задаче анализа вычислять временной отклик, а достаточно вычислить лишь матрицы параметров линий, а

из них – максимальную разность погонных задержек мод. Более того, для получения предварительных результатов оптимизации достаточно ограничиться лишь двумя линиями, поскольку анализ большего числа линий даёт близкие значения оптимального параметра. Учёт этих факторов может резко сократить вычислительные затраты оптимизации.

2. Рост числа связанных линий (во всяком случае, исследованной конфигурации) увеличивает максимальную разность погонных задержек мод, а следовательно, модальные искажения. Этот факт может существенно влиять на модальные искажения сигнала в межсоединениях высокой плотности, например в многожильных кабелях или печатных платах. Иными словами, сигнал в активной линии способен сильнее исказиться в зависимости от того, проходит ли эта линия: одна, вблизи с одной, двумя или несколькими соседними линиями, пусть даже пассивными, т.е. без воздействующих на них источников. И может понадобиться контроль этих факторов.

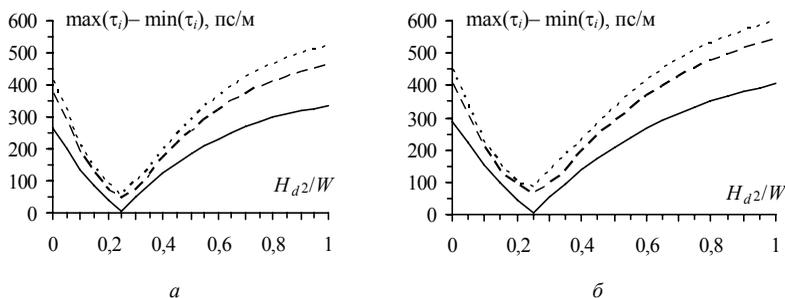


Рис. 2.41. Зависимости максимальной разности погонных задержек мод (пс/м) от  $H_{d2}/W$  для  $N = 2$  (—),  $3$  (---),  $4$  (-·-·-), вычисленные по данной работе (а) и по [135] (б)

В заключение отметим, что здесь рассматривался лишь один тип линий, но в связи с разнообразием типов многопроводных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением, применяемых для передачи всё более коротких импульсов, в конкретных приложениях актуальной становится задача структурной и параметрической оптимизации этих линий и по критерию выравнивания погонных задержек мод.

## 3. ОБЗОР ПРОБЛЕМЫ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

### 3.1. История и актуальность

Открытое обсуждение проблемы ПЭМП началось с пленарной лекции профессора В. Лоборева на конференции АмерикЭМ 1996 г. [137]. На Цюрихском симпозиуме по ЭМС 1997 г. Комиссия E URSI при своём Комитете по ЭМ импульсу и связанными с ним явлениями, возглавляемом М. Уиком, образовала подкомитет по ЭМ терроризму под руководством Х. Уипфа. Первый обзор этой проблемы опубликован в пленарном докладе Р. Гарднера на Вроцлавском симпозиуме по ЭМС 1998 г. [138]. Первый семинар "ЭМ терроризм и вредные воздействия ЭМ окружений высокой мощности" с публикацией полных докладов состоялся на Цюрихском симпозиуме по ЭМС 1999 г. [139]. Необходимо отметить, что были представлены и важные неопубликованные доклады. В частности, впечатляющий доклад вице-президента РАН академика В.Е. Фортова содержал много фотографий и технических характеристик готовых ЭМ устройств высокой мощности. Доклад закончился убедительным выводом (подчеркнутым и М. Уиком при закрытии семинара), что для решения проблемы ЭМ терроризма необходимо международное сотрудничество. Важной вехой стала резолюция Совета URSI по преступной деятельности с помощью ЭМ средств [140]. В 2000 г. "Угроза ЭМ терроризма" впервые стала отдельным разделом в списке тем Вроцлавского симпозиума по ЭМС 2000 г. В 2001 г. состоялась первая отдельная секция с рецензируемыми статьями Цюрихского симпозиума по ЭМС [141]. Из отечественных публикаций нельзя не отметить раздел по ПЭМП "Технологии защиты систем безопасности от электромагнитного терроризма" в книге [142]. Затем доклады по проблеме ПЭМП стали появляться на каждом симпозиуме по ЭМС и некоторых других конференциях. Наконец, важной вехой в исследованиях ПЭМП стала совсем недавняя публикация тематического выпуска IEEE Transactions on EMC [143].

Действительно, в инфраструктуре нашего общества существуют разные критичные системы, и влияние ПЭМП на них может привести к большим потерям. Одной из самых критичных является авиационная электроника, часто называемая авионикой. Поэтому стандарты, связанные с её уязвимостью к ЭМ помехам, становятся с годами всё более строгими (табл. 3.1) [144]. Из самых последних изменений примечательны следующие. Изменение №1 к стандарту RTCA/DO-160D от 14 декабря 2000 г. пересмотрело Раздел 20 "Восприимчивость к радиочастотам" и

потребовало испытаний в частотном диапазоне до 18 ГГц вплоть до 7200 В/м (рис. 3.1) [145]. Изменение №3 от 5 декабря 2002 г. добавило испытания периодическими пачками импульсов [146].

Т а б л и ц а 3.1

**Уровни уязвимости (стандарты) в авиации**

Год	Гражданские	Военные (Великобритания)	Военные (США)
1967	3,7 мВ/м, 1 ГГц	0,82 В/м, 1 ГГц	–
1968	–	–	1 В/м, 10 ГГц
1971	–	–	5 В/м, 10 ГГц; 20 В/м, 40 ГГц
1980	0,1 В/м, 1 ГГц	5 В/м, 10 ГГц, период. 20 В/м, 18 ГГц модулир. 100 В/м, вплоть до 200 В/м	–
1984	1 В/м, 1,215 ГГц	–	–
1986	–	–	20 В/м, 40 ГГц; до 200 В/м
1989	200 В/м, 18 ГГц	–	–
1992	6,8 кВ/м, 18 ГГц	–	–

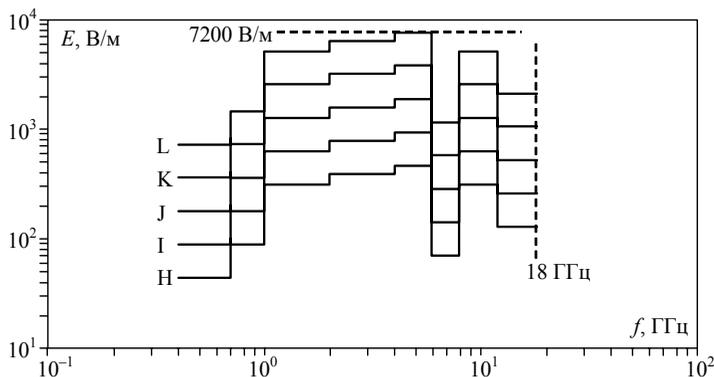


Рис. 3.1. Испытательные уровни (для радиочастотного импульса) и категории восприимчивости к излучениям

Тем не менее, в этой области существуют проблемы, являющиеся возможными причинами авиакатастроф. Например, несмотря на строгие требования, многие старые самолёты, соответствующие требованиям стандарта EUROCAE ED-14B 1984 г. (максимальный уровень напряжённости поля 1 В/м в полосе частот до 1,215 ГГц), продолжают летать сегодня, поскольку имеют срок нормативной эксплуатации 20–30 лет [144]. Высокая актуальность этих проблем подтверждается и такими серьёзными исследованиями в этой области, как например, Европейский проект EM-NAZ («Методы и технологии для безопасности и защиты летательных аппаратов от электромагнитных угроз») [147]. Сделаны весьма мно-

гозначительные выводы даже для военной авионики. Например, согласно авторитетным производителям бортовых радаров в России [148], существующие бортовые радиолокационные системы практически беззащитны к воздействию мощного короткоимпульсного СВЧ-излучения.

Другим аспектом, в свете чрезвычайно актуальной и нерешённой проблемы терроризма, может стать ЭМ терроризм. Как тут не процитировать индийских военных учёных: «Технология – великий нивелировщик, который может полностью изменить расстановку сил. Даже самое "сильное" государство сталкивается с опасностью "получить щелчок" от разных мафий и террористических организаций. Поддерживать технологический перевес против терроризма становится всё более трудной задачей» [149].

Таким образом, можно заключить, что защита от угрозы ПЭМП является новой, очень серьёзной и актуальной проблемой, даже для авионики.

Яркой иллюстрацией актуальности подобных исследований и пристального к ним внимания является диссертация французского учёного Палетта, титульный лист которой показан на рис. 3.2 *а*. Прежде всего, обращает на себя внимание список оппонентов, включающий, пожалуй, самых известных на сегодня в ЭМС-сообществе учёных: Канаверо (главный редактор IEEE Transactions on EMC), Яноз (организатор многих симпозиумов по ЭМС, соавтор известной монографии по ЭМС), Баум (личность, ставшая легендарной в ЭМС). Весьма примечательна и тематика работы: она посвящена исследованию влияния внешнего электромагнитного поля на бортовую кабельную разводку самолёта, т.е. одно из наиболее опасных из всех возможных проявлений проблемы ПЭМП. Особенно впечатляют значительные средства, вкладываемые в такие исследования: работа выполнялась в рамках совместного проекта Франции и США, а сложнейшее экспериментальное моделирование выполнялось на самолёте типа Боинг (рис. 3.2 *б, в*).

Из обзора проблемы ПЭМП обращают на себя особое внимание её новизна, и, как следствие, в качестве первого шага к её решению, необходимость сбора, обобщения и систематизации опубликованных данных по разным аспектам проблемы ПЭМП критичному оборудованию. Проблема сложна и специфична, поэтому для её решения необходимо применение системного подхода.

В последующих разделах, написанных на основе работы автора [150] обобщаются и систематизируются некоторые важные известные и новые данные по разным аспектам проблемы ПЭМП. Хотя рассматриваемые

аспекты являются общими и применимы к любому типу критичной РЭА [151], делается попытка рассмотреть и частный случай авионики как один из самых критичных и показательных для других типов РЭА [152, 153].

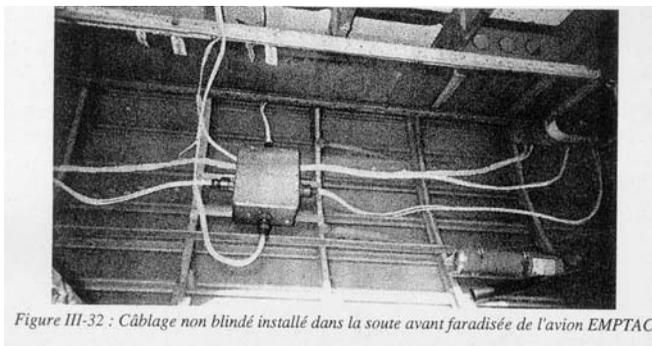
<b>THESE DE DOCTORAT</b>		
<b>DE L'UNIVERSITE PARIS XI - ORSAY</b>		
<i>Specialite</i> : Electronique		
Presentee par		
<b>Laurent PALETTA</b>		
Pour obtenir le grade de		
DOCTEUR EN SCIENCES DE L'UNIVERSITE PARIS XI ORSAY		
DEMARCHE TOPOLOGIQUE POUR L'ETUDE DES		
COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES SUR DES SYSTEMES DE CABLAGES INDUSTRIELS		
DE GRANDE DIMENSION		
Soutenue publiquement le 28 Septembre 1998		
devant le Jury suivant		
President	M. Jean-Charles Bolomey	Professeur, UFR Sciences d'Orsay - Supelec
Rapporteurs	M. Flavio Canavero	Professeur, Ecole Polytechnique de Turin
	M. Michel Ianoz	Professeur, Ecole Polytechnique de Lausanne
Directeur de these	M. Jean-Philippe Parmantier	Ingenieur, ONERA
Examineurs	M. Carl Edward Baum	Senior Scientist, Air Force Research Lab.
	M. Philippe Dumas	Ingenieur de Recherche, RENAULT

*a*



*Figure IV-31 : Avion EMPTAC en dessous du simulateur Ellipticus (Kirtland - Air Force Base - Nouveau Mexique)*

*b*



6

Рис. 3.2. Диссертация Палетта: титульный лист (а), испытательный самолет (б), фрагмент кабельной разводки (в)

### 3.2. Источники

По данным на 1998 г. (табл. 3.2 [154]), узкополосные источники электромагнитного (ЭМ) излучения способны генерировать в полосе частот 0,5–10 ГГц пиковую мощность в антенне 0,1–20 ГВт, создавая на расстоянии 100 м электрические поля 20–300 кВ/м. Аналогичные величины для широкополосных (0,1–50 ГГц) источников: 2–20 ГВт и 4–20 кВ/м.

Таблица 3.2

**Характеристики источников МВМ, СШП и МЭМИ**

Показатель		МВМ	СШП	МЭМИ
Пиковая мощность в антенне		100 МВт–20 ГВт	2–20 ГВт	50000 ТВт
Длительность импульса (0,5)		< 10 нс–1 мкс	< 10 нс	~20 нс
Время фронта (0,1–0,9)		10–20 нс	< 1 нс	1–5 нс
Энергия на выходе генератора		100 Дж–20 кДж	5–500 Дж	10 <sup>6</sup> ГДж
Диапазон частот		500 МГц–10 ГГц	100 МГц–50 ГГц	0–200 МГц
Энергия (на м <sup>2</sup> ) на дальности:	100 м	1–200 Дж	8 нДж–1 мкДж	120 мкДж
	1 км	10 мДж–2 Дж		120 мкДж
	10 км	0,1–200 мДж		120 мкДж
Мощность (на м <sup>2</sup> ) на дальности:	100 м	1 Вт–200 МВт	2–100 Вт	600 Вт
	1 км	10 мВт–2 МВт		600 Вт
	10 км	0,1 мВт–200 кВт		600 Вт
Пиковое поле на:	100 м	20–300 кВ/м	4–20 кВ/м	50 кВ/м
	1 км	2–30 кВ/м		50 кВ/м
	10 км	0,2–3 кВ/м		50 кВ/м
Частота повторения		Импульс –250 Гц	Импульс – десятки Гц	Импульс
Облучаемая поверхность		< 1 км <sup>2</sup>	< 10 км <sup>2</sup>	5·10 <sup>6</sup> км <sup>2</sup>
Дальность		Десятки км	< 100 м	
Метод излучения		Антенна	Антенна или управляемый взрыв	Ядерный взрыв

Рассмотрим данные, касающиеся конкретных приборов. Что касается узкополосной генерации, то, например, от виркаторов получена мощность 0,17–40 ГВт в сантиметровом и дециметровом диапазонах [142], а мощность современных релятивистских генераторов оценивается в 20–80 ГВт [155]. Для генерации широкополосных импульсов разработаны различные технологии: от гигантского одиночного импульса контролируемого взрыва до большого числа импульсов с высокой частотой повторения. В частности, для одиночного импульса взрывомангнитных генераторов достигнута генерация тока в десятки мегаампер и пиковой мощности в десятки тераватт [142]. На основе разряда газа высокого давления возможна генерация миллиона импульсов с частотой повторения в несколько килогерц при напряжении более пяти мегавольт и мощности в сотни гигаватт в наносекундном диапазоне. На кремниевых приборах, основанных на эффектах сверхбыстрого восстановления напряжения и обратимого пробоя, достигнуты напряжения до 100 кВ для времени фронта импульса  $< 1$  нс (пиковая мощность до 100 МВт) и до 20 кВ для 100 пс ( $> 10$  МВт). Благодаря таким особенностям этих приборов, как дешевизна, почти неограниченный ресурс и высокая стабильность, стала возможной разработка простых и компактных генераторов импульсов пиковой мощностью в сотни киловатт с частотой повторения вплоть до нескольких мегагерц. Чрезвычайно малый джиттер этих импульсов позволяет суммировать мощность большого числа генераторов [156].

Приведём характеристики уже работающих систем. Так, весьма показательна оценка напряжённости ЭМ поля, создаваемого подвижной станцией спутниковой связи SNG (рис. 3.3) [144]. Из неё следует, что пролетающий в луче самолёт будет около 0,15 с находиться в поле в 42 В/м, что может быть одного порядка с уровнями уязвимости оборудования.

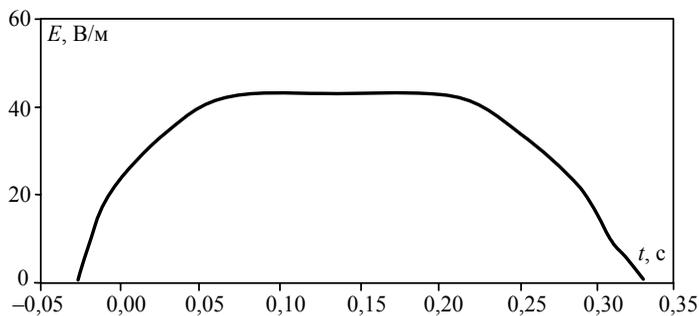


Рис. 3.3. Моделирование поля на высоте 300 м, создаваемого пролетающему самолёту станцией SNG при угле высоты луча 30 градусов

Пример информационного оружия (дальность поражения 800 м в секторе  $24^\circ$ ) – микроволновой генератор пиковой мощностью около 1 ГВт (265 кВ; 3,5 кА) с зеркальной антенной  $\varnothing 3$  м. Другой пример – фазированная антенная решётка из 144 твердотельных излучателей импульсов (длительностью  $<1$  нс), имеющая общую мощность 1 ГВт и работающая на несколько целей [142]. Генератор импульсов ( $\pm 200$  кВ; 3,5 нс; 100 Гц) импульсной мощностью 3,2 ГВт способен работать в течение 20 мин с перерывами 1,5 часа, создавая 1,3 ГВт импульсного поля вертикальной поляризации [157]. Новая антенна для решёток, управляемых подобным генератором позволяет излучение мощных и более коротких ( $<1$  нс) импульсов [158].

Для малогабаритных переносных источников ПЭМП, характеристики и, в конечном счёте, цена определяются возможностями источника, запаасающего энергию. Кейс на электролитических конденсаторах, запаасающих  $2$  МДж/м<sup>3</sup> энергии, стоимостью \$10000–\$15000 может вывести из строя до 20 компьютеров, а установка на ионисторах ( $10$  МДж/м<sup>3</sup>, \$50000) может быть достаточной для вывода из строя всех компьютеров большого вычислительного центра [142]. Наконец, электромагнитную (ЭМ) бомбу в кейсе, с дальностью действия в 500 м, можно купить по Интернету за \$100000 [159]. Что касается возможных размеров, то генератор, например на 50 кВ и 2 кДж, может весить менее 50 кг [160].

### **3.3. Уязвимость**

Трудно найти опубликованные данные по уязвимости авионики. Однако полезные косвенные оценки для сбоя и повреждения можно сделать из уровней уязвимости типового оборудования. Поскольку в состав многих систем входит персональный компьютер (ПК), то весьма важно знать уровни уязвимости ПК к ЭМ воздействиям. Параметры ЭМ излучений, вызвавших нарушения работы различных ПК (с открытой крышкой), приведены в табл. 3.3 [161]. Как видно, уровень уязвимости ПК, не защищённого ЭМ экраном, сильно зависит от параметров микроволнового ЭМ воздействия и может составлять всего 30 В/м.

Проводились исследования уязвимости отдельных составляющих компьютерных систем к импульсному ЭМ воздействию. Вероятность сбоя при облучении материнской платы ПК показана: для разных импульсов на рис. 3.4, а для разных материнских плат на рис. 3.5. Уровни импульсного ЭМ поля со временем нарастания 2 нс и результаты его воздействия на разные сетевые кабели, подключенные к компьютеру, приведены в табл. 3.4 [162]. Результаты уязвимости при кондуктивном воздей-

ствии на кабельные входы разных сетевых плат приведены в табл. 3.5 [141]. Немонотонная зависимость вероятности сбоя от числа воздействующих импульсов отмечена в [141], но её причины не выявлены.

Таблица 3.3

Описание испытываемых ПК, воздействующего поля и наблюдаемых эффектов

Тип ПК	Воздействующее поле					Наблюдаемые эффекты
	Частота несущей, ГГц	Напряжённость электрического поля и модуляция		Поляризация	Направление падения	
		В/м	Модуляция			
133 МГц Pentium	2,713	30	НВ	Y	Z	потеря данных потеря данных перезагрузка потеря доступа потеря доступа
	2,770	50	АМ	Y	Z	
	1,133	50	АМ, имп.	Y	Z	
	2,675	50, 75	АМ, имп.	Y	Z	
	2,887	75	АМ	Y	Z	
233 МГц Pentium2	1,070	100	Имп.	X	Z	ошибка записи на диск откл. питания откл. питания
	1,460	100	АМ, НВ, имп.	X	Z	
	1,480	100	НВ	Y	Z	
300 МГц Pentium2	1,040	45	Имп.	Y	Z	откл. питания откл. питания откл. питания перезагрузка откл. питания откл. питания откл. питания
	1,400	100	НВ	X	Z	
	1,510	100	АМ	X	-Z	
	1,515	100	АМ	X	Z	
	1,510	75	Имп.	Y	Z	
	1,750	75	Имп.	Y	Z	
	1,430-1,550	50	Имп.	X	-Z	
1,690	85	Имп.	Y	Z		

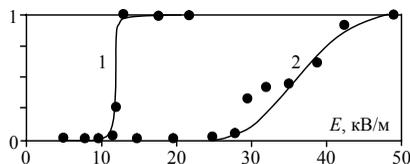


Рис. 3.4. Вероятность сбоя для платы Rocky-518 HV с процессором Pentium MMX 233 МГц при облучении импульсами с временем нарастания—длительности: 100 пс—2,5 нс (1); 1,5 нс—80 нс (2)

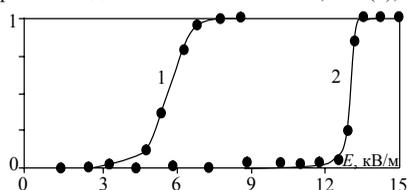


Рис. 3.5. Вероятность сбоя при облучении импульсом с временем нарастания 100 пс и длительностью 2,5 нс материнских плат: SSC-5x86H DX4-S CPU 100 MHz (1) и Rocky-518 HV Pentium MMX CPU 233 MHz (2)

Таблица 3.4

## Уровни излучения и результаты его воздействия на различные кабели

Уровень	Результат воздействия
RG58 (10Base-2)	
>12 кВ/м	Разрушение аппаратного обеспечения
12 кВ/м	Зависание: выход связи из строя, отказы компьютеров
≤6 кВ/м	Нарушение работы, подавление: число потерянных блоков возрастает, готовность канала к связи снижается с ростом частоты повторения импульсов
≤0,53 кВ/м	Битовая ошибка: наводится импульс того же уровня, что и сигнал
S-UTP (10Base-T)	
>12 кВ/м	Разрушение аппаратного обеспечения
≥6 кВ/м	Зависание: отказы компьютеров
<6 кВ/м	Нет ошибок
S-UTP (100Base-TX)	
>12 кВ/м	Разрушение аппаратного обеспечения
12 кВ/м	Зависание: отказы компьютеров
≤6 кВ/м	Нарушение работы, подавление
≤2 кВ/м	Нет ошибок

Таблица 3.5

**Число сбоев/испытаний  
при кондуктивном воздействии ЕФТ импульсов (фронт 5 нс, ширина 50 нс)  
различного напряжения на кабельные входы разных сетевых плат**

10Base-T								
Частота выбросов (импульсы)	1000 В	1500 В	2000 В	3000 В	4000 В	4500 В		
1000 кГц (20000)	0/7	2/5	1/5					
100 кГц (2000)	7/9	сбой при каждом испытании						
10 кГц (200)	6/8	1/3						
1 кГц (20)	0/6	2/5	3/5	6/8				
Одна серия	0/2	×	0/3	1/3	0/3			
10Base-2								
Частота выбросов	500 В	1000 В	1500 В	2000 В	2500 В	3000 В	3500 В	4500 В
Одна серия	1/6	3/6	3/6	4/6	сбой при каждом испытании			

Весьма важной и неотъемлемой составляющей жизни общества стал автомобиль, функционирование многих систем которого зачастую становится критичным. В принципе, можно провести аналогию (хоть и весьма грубую) между современным автомобилем и малым вертолётом. В этой связи результаты мощного ЭМ воздействия на автомобиль (рис. 3.6) представляют особый интерес для оценки дальности возможного саботажа. Результаты такой оценки для двух источников разной мощности без экрана и с экраном с эффективностью экранирования (ЭЭ) 30 дБ приведены в табл. 3.6. Как видно, автомобиль, подвергаемый мощному микроволновому облучению от источника размером с кейс (100 кВт), получает сбой на расстоянии 50 м, а от источника размером с фургон (10 МВт) – сбой на 500 м и повреждение на 15 м [163].

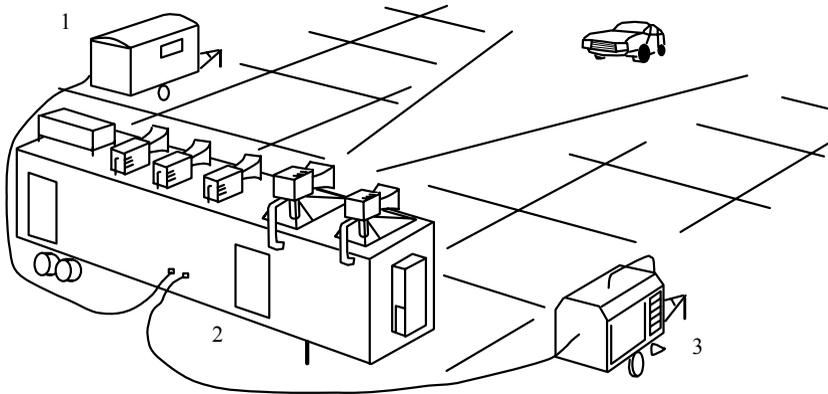


Рис. 3.6. Микроволновая испытательная установка при испытаниях автомобиля: кабина дистанционного управления (1); система генерации микроволн (2); дизель генератор (3)

Таблица 3.6

**Оценка дальности действия для саботажа  
по результатам испытаний автомобиля на воздействие МВМ**

Источник	Результат на дальности, м		
	15	50	500
МВМ фургон P=10 МВт	Долговременное повреждение	Временный сбой**	Временный сбой**
МВМ кейс * P=100 кВт	Временный сбой**	Временный сбой**	Нет влияния
МВМ фургон ЭЭ=30 дБ	Временный сбой**	Нет влияния	Нет влияния
МВМ кейс * ЭЭ=30 дБ	Нет влияния	Нет влияния	Нет влияния

\* – может вызвать долговременное повреждение вблизи жертвы;

\*\* – может вызвать долговременное повреждение.

Что касается реального бортового оборудования, то прямые измерения уровней уязвимости оказались, в основном, около нескольких сотен В/м, тогда как для  $\approx 5\%$  оборудования – менее 100 В/м [144]. Однако некоторые косвенные оценки уязвимости авионики могут дать много меньшие уровни. Например, в соответствии с оценкой, использованной в [154], рассматривая сотовый телефон как причину 80% обнаруженных воздействий на авионику и уровень его излучения в несколько В/м на нескольких метрах, оценивается уязвимость авионики также в несколько В/м. Однако известна статистика NASA [147], по которой число зафиксированных случаев по типам источников: 25 – сотовый телефон; 25 – ноутбук; 14 – неизвестный источник; 13 – электронная игра; 13 – магнито-

фон; 12 – радио; 7 – CD плэйер; 3 – пэйджер; 2 – цифровой видео плэйер; по 1 – диктофон, калькулятор, телевизор, органайзер. Максимальные измеренные уровни излучения некоторых из них показаны на рис. 3.7 [147]. Таким образом, применение аналогичной оценки снижает уровень уязвимости авионики до 100 мкВ/м (см. табл. 3.7). Но это очень низкие уровни, свидетельствующие о том, что оценка уязвимости авионики по максимальному уровню излучения приборов, приводящих к её сбою, может быть некорректной.

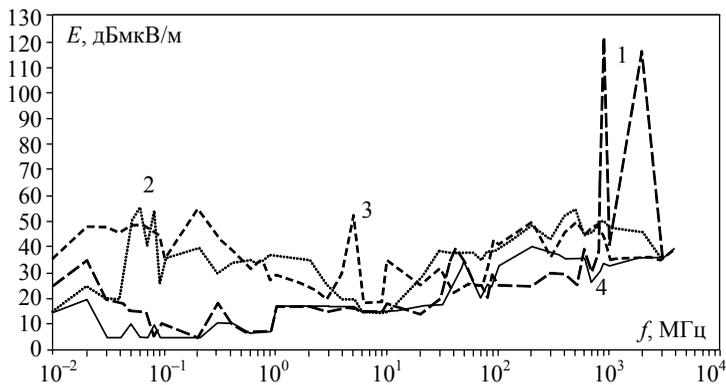


Рис. 3.7. Максимальные измеренные уровни излучения (с 1 м): сотовых телефонов (1); ноутбуков (2); камер (3); плэйеров (4)

Таблица 3.7

**Число инцидентов из-за переносных электронных приборов и их максимальные уровни излучения, измеренные на расстоянии 1 м, в диапазоне 10 кГц – 4 ГГц**

Параметр	Тип переносных электронных приборов			
	Мобильные телефоны	Ноутбуки	CD плэйеры	Всего
Число (%) инцидентов	25 (21)	25 (21)	7 (6)	118 (100)
Максимальное излучение, В/м	≈1	<10 <sup>-3</sup>	≈10 <sup>-4</sup>	–

Возникает естественный вопрос: как могут такие низкие уровни излучения нарушить работу авионики? Трудно ответить однозначно. Несомненный факт состоит в том, что появляются определённые условия, при которых создаются уровни поля, приводящие к сбою оборудования. Этот вопрос ещё будет затронут в следующем разделе, но прежде, в конце данного раздела рассмотрим некоторые детали возможных результатов ЭМ воздействий, касающиеся уязвимости.

Повреждение вызывается, как правило, тепловыми эффектами из-за рассеяния тепла; некоторые результаты воздействий мощных микроволн

на автомобиль описываются в [163]. Сбой появляется, когда ложные наведённые сигналы нарушают правильную работу схемы; описание различных аспектов сбоев можно найти в [141, 162, 164]. Одной из основных причин отказа всей системы является выход из строя полупроводникового прибора; подробный обзор этой проблемы можно найти в [165]. Модель Вунша–Белла даёт адекватную оценку энергии, достаточной для теплового повреждения полупроводникового прибора, в зависимости от длительности микроволнового импульса ( $>100$  нс). Однако при уменьшении длительности импульса от 100 нс до 5 нс происходит значительное снижение (примерно в 10 раз) энергии повреждения (рис. 1 в [166]), показывающее, что именно электрическое поле, а не тепло является главной причиной повреждения. Кроме того, результаты недавних экспериментальных исследований воздействий микроволнового излучения на различные полупроводниковые диоды [155] выявили следующее:

1. Результаты влияния мощных микроволн на диоды могут проявиться не только в сбое из-за последствий детектирования воздействующего сигнала и в неустранимом повреждении диода из-за рассеяния тепла, но и в ряде промежуточных эффектов, вызываемых значительными изменениями различных характеристик диодов именно из-за воздействия электрического поля, а не тепла. (Например, прямое и обратное напряжения могут значительно снизиться; ёмкость может увеличиться примерно в 3 раза.)

2. Интенсивность мощных микроволн определяет не только степень этих изменений, но и время (до двух суток) возврата к прежнему состоянию до облучения (исключая неустранимое повреждение после облучения с критической интенсивностью).

3. Рост числа воздействовавших импульсов мощных микроволн вызывает не монотонное уменьшение, а периодическое возрастание и убывание напряжения, выпрямленного диодом (рис. 3.8).

Последний факт находится в соответствии с периодическим поведением аналогичной зависимости, представленной в более ранней работе [167] (рис. 3.9), и они оба могут помочь объяснить немонотонную зависимость вероятности сбоя от числа воздействующих импульсов из табл. 3.5. Можно предположить, что это связано с начинающимися процессами лавинной генерации носителей заряда в локальных областях переходов полупроводниковых приборов, а также с начинающимися процессами локального выжигания переходов, на их неоднородностях, шнуровыми токами.

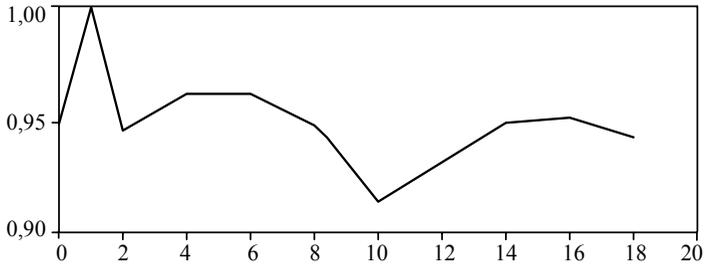


Рис. 3.8. Зависимость нормированной амплитуды напряжения с нагрузки детектора от числа воздействовавших импульсов в пакте

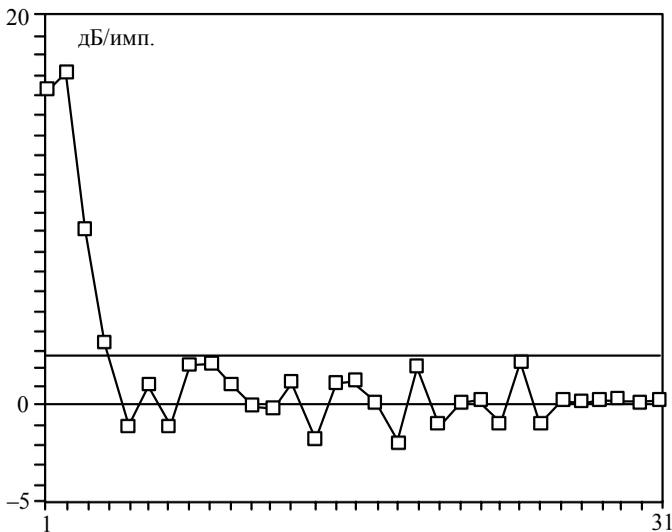


Рис. 3.9. Зависимость изменения потери преобразования смесителя от числа воздействовавших импульсов

### 3.4. Ослабление или усиление

Имея представление о порядках ЭМ воздействий и уровнях уязвимости типового оборудования, естественно рассмотреть возможности ослабления этих воздействий.

Известным способом ослабления ЭМ воздействий является экранирование. Однако даже в случае полностью замкнутых металлических поверхностей поле внутри может быть больше, чем снаружи; например в 3 раза, для электрического поля в центре полый сферы на резонансной час-

тоте [168]. Между тем, эффективность экранирования корпуса оборудования может существенно снижаться из-за щелей в корпусе. Чтобы оценить порядки величины возможного ослабления ПЭМП для наихудшего случая, рассмотрим некоторые примеры типовых корпусов. Например, измеренное отношение электрического поля внутри металлического корпуса со щелями к полю без корпуса в частотном диапазоне 1–6 ГГц изменяется от –60 дБ до более 0 дБ при среднем значении около –20 дБ (рис. 3.10) [154]. Средняя эффективность экранирования корпуса реального компьютера, измеренная в реверберационной камере, уменьшается в диапазоне частот 1–6 ГГц приблизительно от 20 дБ до 10 дБ, сохраняясь почти постоянной около 10 дБ вплоть до 18 ГГц и даже уменьшаясь почти до 6 дБ на некоторых частотах (рис. 3.11) [169].

Обратимся к ослаблению ЭМ поля корпусом автомобиля. Результаты моделирования дают среднее значение около –60 дБВ/В/м, а максимальное значение доходит до –25 дБВ/В/м (рис. 3.12) [154].

Пример недавно полученных аналогичных результатов даёт среднее значение около –40 дБВ/В/м и максимальное значение выше –20 дБВ/В/м (рис. 3.13) [170]. Это означает, например для внешнего поля 1 кВ/м, среднее напряжение на нагрузке 50 Ом около 10 В и максимальное – выше 100 В.

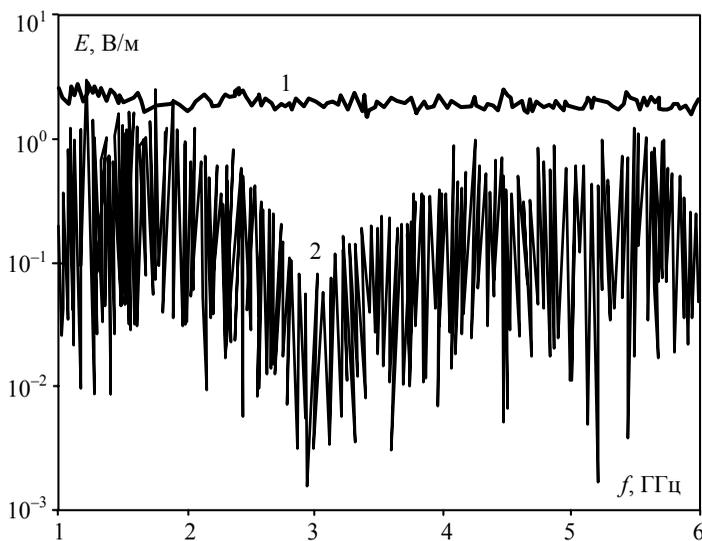


Рис. 3.10. Измеренное ЭМ поле снаружи (1) и внутри (2) металлического корпуса со щелями

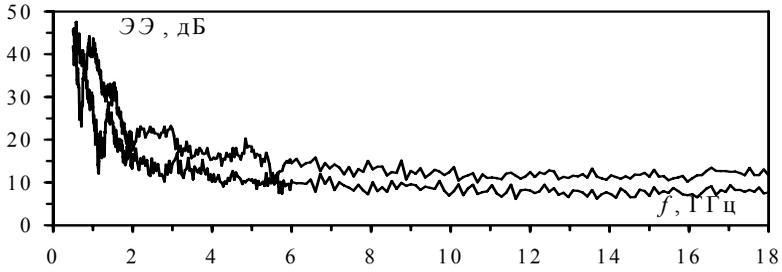


Рис. 3.11. Частотная зависимость средней эффективности экранирования компьютера

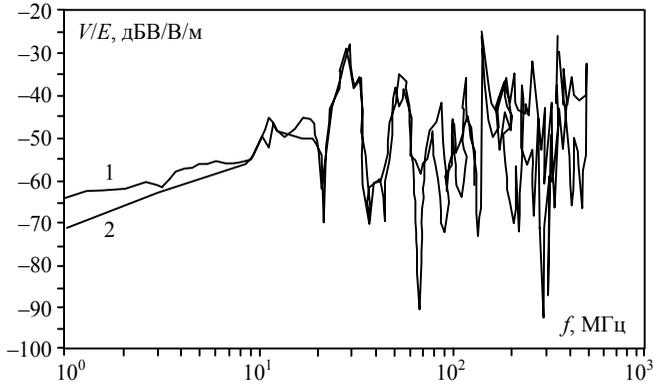


Рис. 3.12. Измеренное (1) и вычисленное (2) отношения напряжения на 50-омной нагрузке двухпроводной линии внутри автомобиля к напряжённости внешнего электрического поля

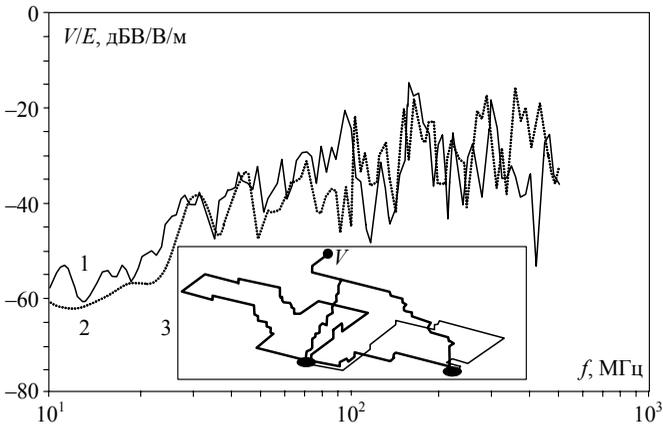


Рис. 3.13. Моделирование наводки внутри автомобиля от внешнего поля: измерения (1); вычисления (2); структура разводки

Возвращаясь к авионике, обратимся к результатам измерения ослабления ЭМ поля фюзеляжем летательных аппаратов, некоторые из которых приведены в табл. 3.8 [144]. Числовые значения не велики: 20–30 дБ вдоль фюзеляжа и 7–15 дБ у кабины самолёта. Самое низкое значение эффективности экранирования для испытываемых самолётов составило 0 дБ, а на некоторых из вертолётов (с фюзеляжем из непроводящих материалов) наблюдался эффект повышения напряжённости поля за счёт отражений и резонанса. Измеренные ослабления сигнала достигали минус 6 дБ [144]. Следовательно, вспомнив о вопросе, оставленном без ответа в предыдущем разделе, можно предположить, что, если внешнее поле способно усилить поле внутри фюзеляжа, то внутренний источник может создать внутри фюзеляжа (как резонатора) намного более сильные поля.

Таблица 3.8

Минимальное ослабление, дБ в диапазоне 12,5–15 ГГц

Часть самолёта	DC-10	Boeing 747-236B
Носовая	7	15
Передняя	20	31
Средняя	26	31

Очевидно, что ПЭМП не посредством излучения, а по проводникам могут повлиять гораздо сильнее. Короткие импульсы могут легко распространиться по сети питания, например от трансформаторной подстанции на улице до блока питания компьютера, находящегося в комнате большого здания: примеры исследованных способов воздействия показаны на рис. 3.14, а его результаты на рис. 3.15 [171].

Часто полагают, что можно защититься традиционным устройством бесперебойного питания, однако выясняется, что оно само весьма подвержено деструктивному воздействию [142]. Грамотное построение защиты при укорочении импульсов, воздействующих по проводникам, оказывается нетривиальным делом. Так, напряжение срабатывания традиционных газовых разрядников возрастает, например с 250 до 800 В, а с определённого порога разряд и вовсе не наступает, т.е. прибор защиты не защищает. Те же тенденции, хотя и в меньшей степени, имеют место и для металлооксидных варисторов. Проблема, казалось бы, снимается быстродействующими защитными диодами, но их предельные токи составляют всего несколько ампер [172].

Ослабление кондуктивных ПЭМП без специальных мер (фильтры, разрядники, варисторы и т.п.) осуществляется только длиной кабеля от места воздействия до интересующего устройства. На рис. 3.16 приведены результаты ослабления стандартных EFT импульсов типовым сетевым

кабелем. Как видно, импульсы довольно хорошо распространяются по кабелю, поскольку изменение его длины от 3 до 30 м ослабляет их менее чем в 2 раза [141].

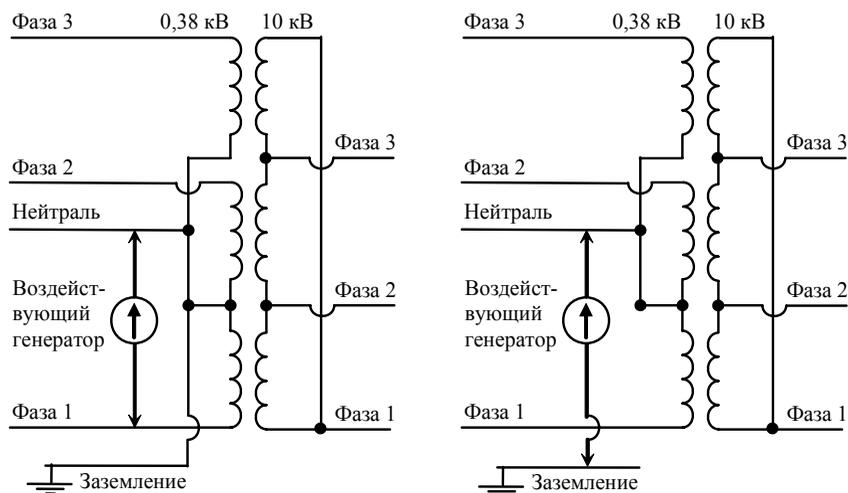


Рис. 3.14. Воздействие на цепи "фаза-нейтраль" (слева) и "нейтраль-земля" (справа)

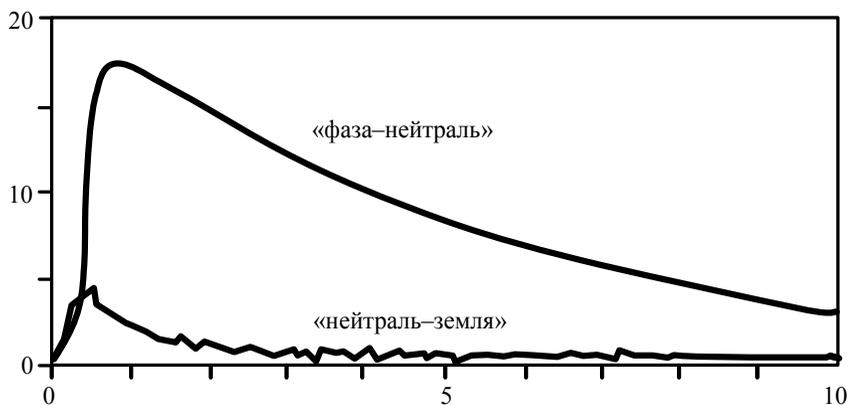


Рис. 3.15. Форма напряжения (кВ, мкс) на входном разъёме прибора при воздействиях на цепи «фаза-нейтраль» и «нейтраль-земля» импульса амплитудой 20 кВ со временем нарастания 1 мкс и затухания 10 мкс

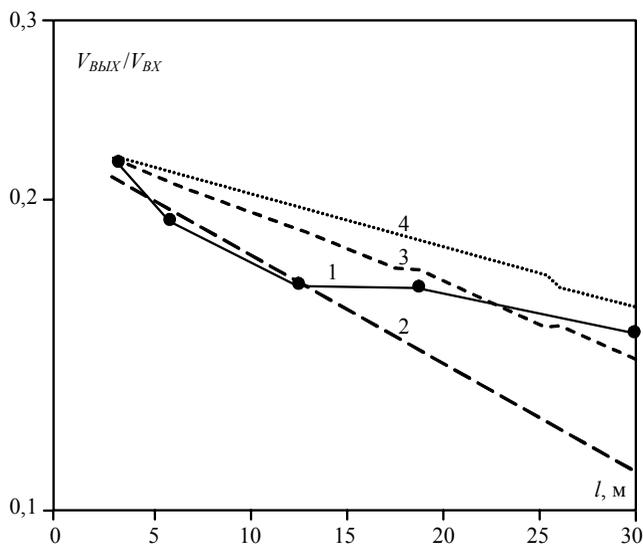


Рис. 3.16. Измеренные (1) и вычисленные при  $Z/R=20$  (2), 30 (3) и 40 (4) ослабления EFT импульсов кабелем 10Base-T (5-й категории) в зависимости от его длины

### 3.5. Пути решения проблемы

Весьма полезна для системного видения проблемы теоретического моделирования задач защиты от электромагнитных помех работа [173]. В ней рассматриваются электромагнитные помехи обобщённой системе произвольной сложности и, следуя системному подходу, упрощается решение этой проблемы посредством: 1) деления сложной системы на отдельные, более простые, элементы и 2) описания топологии системы, учитывающей связи элементов и позволяющей её анализ как целого.

Серьёзный подход к защите от ПЭМП ведёт к некоему виду холодной войны (по крайней мере, мысленной, если не реальной) между нападающим и защищающим. Она похожа в чём-то на состязание между преступником и детективом, между киллером и телохранителем или на лестничную модель (мера–контрмера–контрконтрмера–...) в разработке военного оружия [174].

Обе противостоящие стороны должны рассмотреть одну и ту же систему аналогично общему анализу для передаточной функции от источника излучения до типовой системы (рис. 3.17) [175] и для формы воздействующего сигнала [176]. Совпадение спектрального состава воздействия с частотным интервалом области резонансов системы – главное для эффективности воздействия (рис. 3.18) [162].



Рис. 3.17. Взаимодействие источника микроволн высокой мощности с типовой системой



Рис. 3.18. Частотная зависимость (в логарифмических шкалах) отклика типовой системы

Подробный анализ внутри области резонансов позволяет идентифицировать точки "смерти" и "спасения" цели, которые могут быть очень близки друг к другу на частотной оси. Для примера эффективности экранирования металлического корпуса со щелями: разница 70 дБ для частот  $\approx 4,19$  ГГц и  $\approx 4,31$  ГГц на рис. 3.19 [177]; разница 50 дБ (по мощности) для частот  $\approx 2,62$  ГГц и  $\approx 2,63$  ГГц на рис. 3.20 [178].

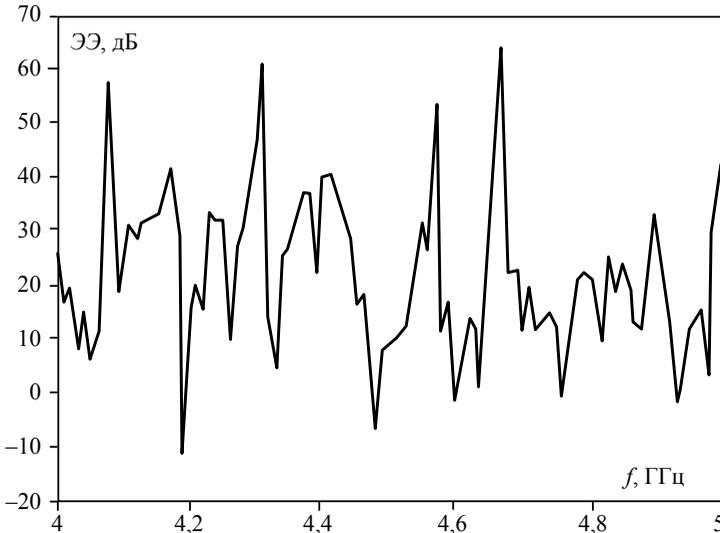


Рис. 3.19. Частотная зависимость эффективности экранирования корпусом со щелью Y-составляющей электрического поля

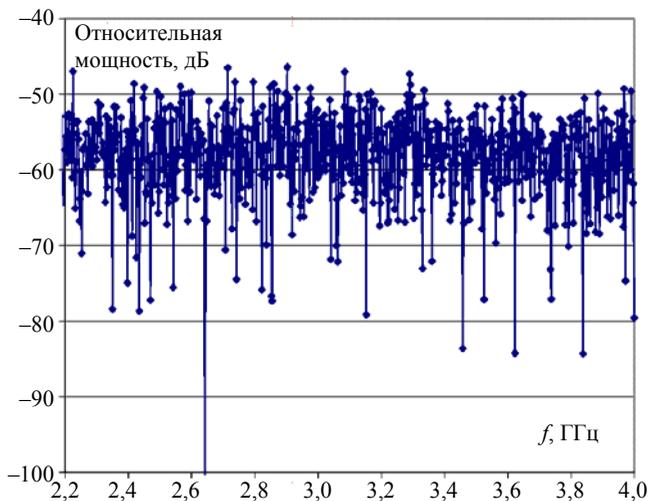


Рис. 3.20. Частотная зависимость наводки внутри корпуса с пятью отверстиями на каждой стороне

Необходимо отметить, что результаты этого важного анализа находят-ся в основе успеха, как нападающего, так и защищающего. Первый старается выявить жизненно важные резонансные частоты цели, чтобы улучшить своё воздействие (например, сосредоточив на выявленной частоте всю мощность непрерывного излучения ПЭМП). Второй должен выявить эти частоты (а затем, например, замаскировать их), чтобы защитить своё оборудование.

Что касается задачи, общей для обеих сторон, то это выявление не очень сложно. Простейшим прототипом является хорошо известное измерение резонансной частоты конденсатора с замкнутыми выводами. Соответствующий ЭМ мониторинг работающей системы или соответствующее облучение и анализ отклика неработающей системы анализатором спектра также не являются сложной проблемой для внутреннего и даже для удалённого вариантов. Эффективные и универсальные средства моделирования [179] также могут быть весьма полезны для решения этой задачи, а специфичное, с многочисленными экстремумами, поведение частотных зависимостей подсказывает для выявления оптимальных частот использовать генетические алгоритмы, способные обходить локальные экстремумы.

Кроме частоты, другие параметры могут быть использованы нападающим для усиления, а защищающим для ослабления ПЭМП. Некото-

рые из возможностей почти очевидны, но не отмечены в известной автору литературе по ПЭМП и рассмотрены ниже в порядке, аналогичном предыдущим разделам: источники, уязвимость, ослабление или усиление.

Что касается источников ПЭМП, то даже в первом пленарном докладе по ПЭМП [138] предельная мощность сигнала на цели оценивается по напряженности поля для пробоя воздуха в апертуре антенны. Между тем, возможность суммирования мощностей импульсных генераторов с малым джиттером, упомянутая выше, имеет важные следствия для ПЭМП:

- суммирование мощности может выполняться на цели, так что, ограничение, налагаемое пробоем воздуха, перемещается от апертуры антенны к самой цели и может быть достигнуто конечным числом излучателей на практических расстояниях до цели;

- синхронизированные излучатели могут располагаться не только в одной решётке, но и в различных местах конкретного окружения цели;

- дополнительное "преодоление" ограничения пробоем воздуха – в том, что напряжённость электрического поля для пробоя коротким импульсом может быть много больше, чем непрерывным излучением.

Что касается уязвимости, то интересно отметить, что в передовой статье тематического выпуска по ПЭМП [143] в числе основных путей электромагнитной защиты цифровой аппаратуры от сбоев указывается введение избыточности для обнаружения и коррекции ошибок информации, хотя и отмечается необходимость учёта того, что ПЭМП может повторяться с частотой в мегагерцы. Между тем, необычно длительно сохраняющиеся изменения характеристик полупроводникового прибора могут сильно нарушить корректную работу систем во времени. Так что традиционные программные методы (например, многочисленные попытки повтора неудавшихся действий), уместные для предотвращения кратковременных проблем, в этом случае не дадут успеха. Следовательно, потребуются другие методы. Например, старая проблема уменьшения чувствительности работы схемы к изменению параметров компонентов может получить новую актуальность: чем ниже чувствительность характеристик всей схемы к изменению характеристик её полупроводниковых приборов из-за длительных результатов ЭМ воздействия, тем меньше влияние ПЭМП на работу этой схемы.

Что касается ослабления или усиления, то представляется важным (хотя в литературе это не отмечается) осознание того, что в общем случае всё, находящееся между источником и целью, а также вокруг или вблизи них, может ослабить или усилить ПЭМП: результат зависит от параметров воздействия и конфигурации. Поэтому уместно говорить о явлениях

ослабления и усиления вместе (формально различие, в децибелах, состоит лишь в знаке), по крайней мере, для того, чтобы защищающийся всегда имел в виду, что ослабление может легко оказаться усилением. Яркими примерами являются многочисленные опубликованные зависимости эффективности экранирования от частоты: для случая металлического корпуса со щелями часто есть частоты, на которых уровень поля внутри корпуса больше, чем снаружи (например, ряд точек на рис. 3.10, 3.19).

Отметим, что отражения и резонанс, упомянутые выше, являются известными причинами усиления поля. Один из жутких примеров их возможной действенности, когда отражения от металлических конструкций, установленных внутри сталеплавильного цеха вдоль стен, навели ЭМ помеху, достаточную для опрокидывания ковша с расплавленной сталью, описан в [180]. Простой и показательный пример усиления на 50 дБ взаимовлияния между двумя цепями на печатной плате на резонансных частотах корпуса при установке этой платы в корпус показан в работе [181] (см. рис. 3.21). Результаты экспериментов с передающей и приёмной антеннами в реверберационной камере ещё более впечатляют: кратность частоты повторения импульсов нижней резонансной частоте камеры увеличивала сигнал этой частоты на 30 дБ, а при размещении между антеннами нелинейного рассеивателя – на 85 дБ по мощности [182]. *Таким образом, естественно допустить, что взаимовлияния между цепями источника и цели, размещёнными внутри фюзеляжа самолёта, могут значительно увеличиться из-за резонансов фюзеляжа и нелинейных рассеивателей в салоне самолёта.*

Неожиданные результаты могут иметь место и в открытом пространстве. Что касается примера из авионики, показательная возможность усиления (примерно в 100 раз) сигнала посадочного маяка вдоль взлётно-посадочной полосы, самолётом, находящимся на стоянке, продемонстрирована в [179] (см. рис. 3.22).

Возможно использование отражений и резонанса и для ослабления ЭМ воздействий. Примером является применение экранов различной формы, в т.ч. проводных рассеивателей, эффективно работающих на интересующей частоте. Так, простые решётки рассеивателей позволяют «дальнее экранирование» в 20 дБ [183]. Много полезных подходов для ослабления ПЭМП можно получить из идеи использования ЭМ излучения от цели для дезориентации нападающего, предложенной в [174]. Например, простыми мерами можно организовать излучение или рассеяние на ложных (не опасных для цели) резонансных частотах для маскировки жизненно важных резонансных частот.

Таким образом, важно осознавать, что посредством окружающей обстановки можно достичь значительного изменения ЭМ взаимодействия источника(ов) и цели(ей) за счёт изменения распределения поля в пространстве (в т.ч. изменения направления распространения ЭМ волны или максимизации/минимизации поля в заданной точке).

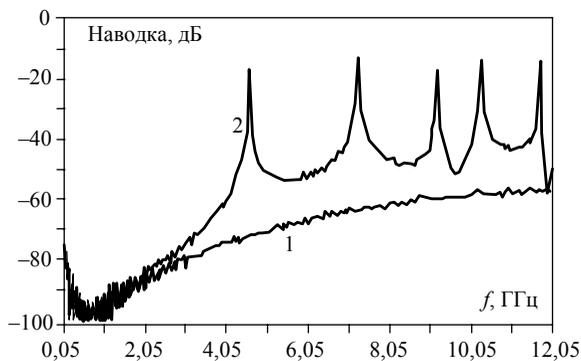


Рис. 3.21. Измеренные наводки между двумя тестовыми цепями на печатной плате без корпуса (1) и в корпусе (2)

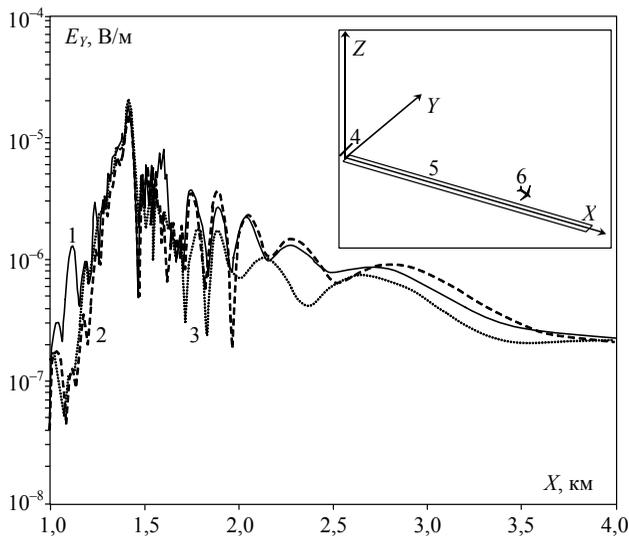


Рис. 3.22. Моделирование, методом моментов (1), методом физической оптики (2) и методом физической оптики с учётом токов Фуко (3), искажений поля диполя (4) вдоль взлётно-посадочной полосы (5) стоящим в стороне самолётom (6)

Завершая этот раздел, последним по очереди, но не по важности, необходимо сказать о конкретных областях возможного применения ПЭМП. В самом деле, существуют такие области приложений, где именно ПЭМП имеет наилучшие достоинства для решения конкретной задачи. Яркий пример – применение ПЭМП в качестве ЭМ оружия, в частности для обороны военного самолёта от ракет на малых расстояниях, когда все традиционные средства радиоэлектронной борьбы уже не эффективны. Отметим, что это направление оказалось столь серьёзным и перспективным, что сейчас разработка и производство соответствующих средств относится к области ключевых технологий, определяющих уровень оборонной техники современного государства [166].

### **3.6. Оценка возможных угроз авионике**

Приведённые в предыдущих разделах систематизированные данные позволяют сделать оценку угрозы ПЭМП конкретным видам аппаратуры. Попытка такой оценки для авионики даёт следующее [152].

1. Скрытый доступ к летательному аппарату может быть менее 100 м. Это минимальное расстояние извне зоны аэропорта до летящего самолёта или расстояние до низколетящего вертолётa в горах или городе.

2. С такого расстояния прямым воздействием можно создать поле в сотни кВ/м вплоть до десятков ГГц. Это цифры семилетней давности, сегодня они больше и будут расти.

3. За счёт переотражений направление ЭМ воздействия может быть изменено, а его уровень может многократно возрасти.

4. Ослабление экранированием может быть очень незначительным. Есть частоты для фюзеляжа, а также частоты для корпуса авионики, на которых они могут не уменьшать, а увеличивать поле.

5. Самый жёсткий уровень требований к уязвимости гражданской авионики равен 7,2 кВ/м до 18 ГГц. До сих пор эксплуатируется авионика, соответствующая требованиям старых стандартов к максимальному уровню уязвимости 1 В/м до 1,215 ГГц.

В итоге уровень воздействия в сотни кВ/м может в сотни раз превышать самый высокий уровень уязвимости. Другая оценка (из рис. 3.13) для такого же воздействия, по аналогии автомобиля с малым вертолетом, даёт десятки кВ на нагрузке 50 Ом. *Таким образом, угрозы ПЭМП авионике совершенно реальны.*

## 4. ЗАЩИТА ОТ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

В данном разделе [150, 151, 153] кратко представлены результаты работы автора, которые могут оказаться полезными для решения проблемы ПЭМП. Эти результаты условно сгруппированы в разделы: методология, контроль паразитных эффектов, компьютерное моделирование.

### 4.1. Методология

Кроме ЭМ сигналов для функционирования системы многие другие сигналы могут распространяться по этой системе. Эта простая идея, применённая надлежащим образом к проблеме защиты обобщённой системы от ЭМ помех, может дать полезные и иногда неожиданные результаты.

В случае именно преднамеренных ЭМ помех может стать ясной полная картина мощных кондуктивных или излучаемых помех (или их комбинаций или преобразований), а также их следствий для работы системы. Например, одно из следствий становится очевидным в свете теплового повреждения полупроводниковых приборов из-за ЭМ воздействия. Непосредственная замена в первом предложении данного абзаца "ЭМ сигналов" на "тепло" (как следствие этих сигналов) также даёт полезную формулировку: кроме тепла от функционирования системы, в системе может рассеиваться другое тепло. Общий вывод очевиден: предварительное охлаждение может ослабить влияние ПЭМП.

В случае существования оператора системы, может обнаружить себя проблема возможного психотронного воздействия ЭМ излучения на принимающего ответственное решение (например, на диспетчера или на пилота самолёта) [184].

В более общем случае (поскольку ПЭМП является лишь одним из частных случаев преднамеренных ЭМ воздействий, хотя и наиболее опасным, т.к. наносит реальный вред), станет очевидной возможность других применений преднамеренного ЭМ воздействия, например, когда для достижения желаемой цели используется специальное ЭМ возбуждение электронной системы и анализируется её отклик. Одним из примеров преднамеренного ЭМ воздействия является так называемое "высокочастотное навязывание", реализованное в ряде устройств для скрытого прослушивания информации. Другим – нелинейная локация, используемая в качестве наиболее эффективного средства для надёжного и точного обнаружения скрытых электронных систем или полупроводниковых приборов. Отметим, что в решении проблемы ПЭМП важно помнить о возможности подобных воздействий, поскольку, например результаты пред-

варительного мониторинга излучения (собственного или вторичного из-за внешнего ЭМ воздействия) от электронной системы могут быть использованы не только для обнаружения системы, но и для предварительного точного определения местоположения наиболее уязвимой части цели или идентификации её критических характеристик для повышения эффективности последующего воздействия с помощью ПЭМП.

В ещё более общем случае необходимо говорить не о преднамеренной ЭМ помехе, и даже не о преднамеренном ЭМ воздействии, а о некотором преднамеренном воздействии, дающем определённый результат нападающему. Оно может быть не обязательно единственным, а быть частью комплекса действий (электромагнитных, механических, тепловых, химических), связанных друг с другом для достижения конечного результата. Они могут быть не обязательно непосредственно разрушающими, приводящими к выходу из строя, но быть скрытыми, а связь этих действий может быть очень сложной. Например, в случае электронной системы, являющейся целью нападающего, пример механического действия может состоять в определённом механическом изменении структуры электронной системы. Это изменение может не влиять на основное функционирование системы и, следовательно, быть незаметным. Однако некоторые характеристики системы (например, уязвимость по отношению к внешним ЭМ помехам) могут измениться значительно или даже могут появиться новые функции системы (например, межсоединение становится эффективной антенной или резонатором).

Главная причина осуществимости подобных возможностей – наличие ресурсов, понимаемых здесь в широком смысле, как всё, что может действовать достижению желаемого результата. Ясно, что много ресурсов там, где есть определённая избыточность. Кроме того, очевидно, что эти ресурсы можно использовать успешнее, если имеется лёгкий доступ к ним. Необходимо отметить, что избыточность и доступ могут обнаружиться в самых различных частях электронной системы.

Защищающий должен предвидеть все возможные планы нападающего и обречь их на провал. Но это может оказаться сложным не только для рядового специалиста, но даже для уровня эксперта. Очень действенным для решения этой проблемы может оказаться применение теории решения изобретательских задач (ТРИЗ), поскольку она основана на системном подходе. (Профессор Томского государственного университета Феликс Петрович Тарасенко, известный специалист по системному анализу, в одной из своих публичных лекций назвал ТРИЗ "блестящим приложением системного подхода в технике".) Созданная Генрихом Сауловичем

Альтшуллером, эта теория развивается его учениками, разработчиками ТРИЗ. По мнению автора, большая помощь для защиты электронных систем от ПЭМП может быть получена от использования ТРИЗ в рамках "Методических рекомендаций по выявлению и устранению вредных и нежелательных эффектов и явлений", составленных разработчиками ТРИЗ [185] и представленных ниже.

### **Методические рекомендации по выявлению и устранению вредных и нежелательных эффектов и явлений**

1. Формулировка исходной задачи. Записать условия задачи по схеме:

А. "Дана система (указать, техническая или природная) для (указать основную функцию), включающая (указать основные подсистемы), входящая (указать основные надсистемы), взаимодействующая с (указать основные "соседние" системы, в том числе, окружающую среду).

Б. Необходимо найти и устранить возможность появления вредных и нежелательных эффектов и явлений между подсистемами, а также между системой, "соседними" системами и надсистемами".

2. Формулировка обращенной задачи. Превратить исследовательскую задачу в изобретательскую, заменив формулировку пункта 1Б по схеме:

"Необходимо создать максимально возможное количество вредных взаимодействий между подсистемами, а также между системой, "соседними" системами и надсистемами".

3. Поиск известных способов создания вредных явлений.

3.1. Рассмотреть типовые причины появления вредных эффектов (приложение 1), определить возможность их реализации в данной системе.

3.2. Рассмотреть вредные явления, характерные для систем данного и близкого к ней видов, определить возможность и условия их реализации.

3.3. Рассмотреть типовые способы вредных воздействий на человека: непосредственного и/или опосредованного, через действие на окружающую среду или технические системы (приложение 2), определить возможность и условия их реализации.

3.4. Рассмотреть типовые результаты вредных воздействий на человека (приложение 3), определить возможность и условия их реализации.

4. Паспортизация и использование ресурсов.

4.1. Рассмотреть типовые "болевые точки" и "уязвимые места" системы (приложение 4), определить возможность возникновения в них вредных явлений и условий их реализации.

4.2. Рассмотреть ресурсы системы и выявить те, которые способны обеспечить появление вредных эффектов (приложение 5), определить возможность и условия реализации вредных эффектов за счет ресурсов.

5. Поиск вредных эффектов по информационным фондам. Рассмотреть таблицы и указатели физических, химических и геометрических эффектов, выбрать из них те, которые в принципе могли бы быть реализованы в данной системе и дать вредный эффект. Определить условия их реализации.

6. Поиск новых решений. Использовать для нахождения вредных эффектов инструменты ТРИЗ, в том числе комплекс законов развития технических систем.

7. "Маскировка" вредных явлений.

Рассмотреть возможность сокрытия выявленных по предыдущим шагам вредных явлений от своевременного обнаружения:

7.1. Рассмотреть типовые способы "маскировки" вредных явлений и определить возможности их реализации.

7.2. Рассмотреть возможность решения задачи по "маскировке" вредных эффектов с помощью инструментов ТРИЗ.

8. Анализ выявленных вредных эффектов.

8.1. Выявить, какие из выявленных в процессе работы эффектов имеют место в реальности (при необходимости применяя инструменты ТРИЗ для обнаружения "замаскированных" эффектов).

8.2. Определить для каждого из эффектов вероятность появления, степень нежелательности и/или опасности.

8.3. Построить причинно-следственную диаграмму, отражающую наглядно все вредные эффекты, вероятности их появления и степени нежелательности и/или опасности.

9. Устранение вредных эффектов. Выявить "первичные" вредные эффекты, сформулировать и решить с помощью инструментов ТРИЗ задачи по предотвращению их появления или по устранению последствий.

Приложение 1. ПРИЧИНЫ ПОЯВЛЕНИЯ ВРЕДНЫХ ЭФФЕКТОВ

1. Отсутствие знаний о механизмах различных взаимодействий, неучет сложных цепочек причинно-следственных связей, "волевые решения" и т.п.

2. Непонимание связи между вредными и полезными эффектами, стремление получить или увеличить полезный эффект любой ценой, неумение разрешать противоречия, решать изобретательские задачи.

3. Непонимание природы "системных" эффектов, появления новых "системных" свойств у различных систем при их совместной работе.

4. "Полезность" вредных эффектов для отдельных групп людей.

5. Ошибки в проектировании, изготовлении и эксплуатации системы, надсистемы.

## Приложение 2. ТИПОВЫЕ СПОСОБЫ ВРЕДНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ЧЕЛОВЕКА

1. Вредное воздействие непосредственно на человека.

1.1. Механические действия: удары, толчки, перепады давления, вибрации, акустические воздействия и т.п.

1.2. Тепловые действия: нагрев (перегрев), (пере-)охлаждение.

1.3. Химические и биологические действия: нарушение химического равновесия организма (нехватка или избыток различных соединений, веществ), разрушающие, аллергические и мутагенные действия, действия живых организмов (вирусов, бактерий, грибов, паразитов) и т.п.

1.4. Электрические воздействия: действие электрических разрядов и электрического тока.

1.5. Электромагнитные воздействия: воздействия света и разного вида ионизирующих излучений (гамма-лучи, рентгеновские, ультрафиолетовые излучения и т.п.).

2. Вредное действие опосредованное, через окружающую среду.

2.1. Ухудшение природных систем, обеспечивающих существование человека: загрязнение воды, воздуха, почвы вредными для человека веществами, снижение плодородия почвы, сокращение пригодного для жизни пространства и т.п.

2.2. Нарушение биоценозов, биогеоценотического равновесия. Размножение одних (вредных) и сокращение других (полезных) биологических видов. Эволюция разных видов в нежелательном направлении и т.п.

2.3. Создание в окружающей среде техногенных и антропогенных процессов, стимулирующих вредные эффекты.

2.4. Сокращение невозполнимых природных ресурсов, необходимых для существования людей и развития техники.

3. Вредное действие опосредованное, через действие на технические системы (ТС), разрушающее их или нарушающее нормальную работу.

3.1. За счет взаимодействия ТС с человеком: неверное направление развития ТС, некачественное изготовление или эксплуатация, умышленные или случайные повреждения и т.п.

3.2. За счет взаимодействия ТС с природными системами: воздействие окружающей среды (атмосферные действия, коррозия, химические и электрохимические процессы, действие света и т.п.), воздействие биологических факторов (микроорганизмов, растений, животных), воздействия природных катаклизмов и т.п.

3.3. За счет взаимодействия разных ТС: аварии (столкновения, целенаправленное разрушение – военная техника), системные эффекты при взаимодействиях, действие помех и отходов от одних систем на другие.

### Приложение 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ВРЕДНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ЧЕЛОВЕКА

1. Физические нарушения: травмы, нарушение здоровья, снижение иммунитета, профессиональные болезни, ухудшение самочувствия, снижение срока жизни, повреждение генетического фонда и т.п.

2. Психические нарушения: психические болезни, комплексы, депрессия, деформация системы ценностей, снижение волевых качеств, конформизм, нравственные деформации и т.п.

3. Эмоциональные нарушения: создание стрессов, снижение степени удовлетворенности жизнью, нарушение эмоционального баланса и т.п.

4. Социальные нарушения: разрушение различных связей между людьми: родственных, дружеских, профессиональных, трудовых и т.п., нарушение структуры общества, создание разного вида дискриминации: национальной, расовой, религиозной, половой, возрастной и т.п.

5. Интеллектуальные нарушения: рост психологической инерции, общее снижение интеллектуальных способностей (логического мышления, памяти, способности к критическому восприятию и т.п.), нарушение способности к творчеству и потребности в нем, искажение информации и способности ее восприятия и обработки, а, следовательно, и способности ориентироваться в жизни и т. п.

Примечание. Необходимо отметить, что разные виды вредных воздействий на человека тесно взаимосвязаны, так же тесно взаимосвязаны их результаты: одно и то же воздействие вызывает комплекс различных нарушений: физических, психических, интеллектуальных и т.д.

### Приложение 4. ТИПОВЫЕ "БОЛЕВЫЕ ТОЧКИ" И "УЯЗВИМЫЕ МЕСТА" СИСТЕМ

1. Зоны концентрации проходящих через систему потоков вещества или энергии (зоны концентрации механических усилий, электрические перенапряжения и т.п.).

2. Зоны, подверженные действию полей высокой интенсивности - вибрации, знакопеременных нагрузок, "сухого" трения, высоких температур, активных химических веществ и т.п.

3. Зоны и узлы, выполняющие большое количество разных функций.

4. Зоны стыковки различных систем и подсистем.

5. Зоны, к которым предъявляются противоречивые требования (имеются неразрешенные противоречия).

### Приложение 5. РЕСУРСЫ, СПОСОБСТВУЮЩИЕ ПОЯВЛЕНИЮ ВРЕДНЫХ ЭФФЕКТОВ

1. Вещественные: вещества, имеющиеся в системе и надсистеме, вспомогательные вещества (смазка и т.п.), сырье, продукция, отходы, вещества из окружающей среды.

2. Энергетические: энергетические потоки (механическая энергия, тепло, электромагнитная и т. п.), имеющиеся в системе и надсистеме, в окружающей среде.

3. Пространственные: незанятое или не полностью занятое место в системе, надсистеме или окружающей среде.

4. Временные: различные отрезки времени в процессе подготовки к функционированию, функционирования и после него самой системы, ее надсистемы.

5. Функциональные: способность самой системы, надсистемы или окружающей среды выполнять непредусмотренные функции.

6. Системные: эффекты, возникающие благодаря взаимодействию двух или нескольких систем между собой (резонансные явления, самосинхронизация, синергизм и т.п.)

7. Ресурсы изменения: изменения, происходящие в системе, надсистеме или окружающей среде (в результате каких-то целенаправленных действий появляются непредусмотренные эффекты).

#### Приложение 6. ТИПОВЫЕ СРЕДСТВА "МАСКИРОВКИ" ВРЕДНЫХ ЯВЛЕНИЙ

1. Появление вредных эффектов со временем.
2. Появление вредных эффектов при экстремальных условиях.
3. Появление вредных эффектов при редко встречающихся обстоятельствах, сочетаниях условий.
4. Появление вредных эффектов в результате длинной цепочки взаимодействий в системе.
5. Появление вредных эффектов в результате качественных скачков при определенных количественных изменениях в системе.
6. Появление вредных эффектов в результате действия особых механизмов типа "спусковой крючок", "лавина", цепная реакция с положительной обратной связью, каталитических реакций и т.п.
7. Появление вредных эффектов за счет "системных взаимодействий": в результате непредусмотренного взаимодействия различных систем.

#### **4.2. Контроль паразитных эффектов**

Отметим, что эффективность ЭМ воздействия существенно зависит от различных паразитных эффектов, например, паразитных ёмкостей сосредоточенных компонентов, взаимного влияния между соседними межсо-

единениями или способности межсоединений быть приёмной или передающей антенной. Влияние именно этих эффектов на результаты внешнего воздействия первично, тогда как такие методы защиты, как экранирование или фильтрация (имеющие известные достоинства и недостатки) лишь ослабляют это влияние и поэтому здесь не рассматриваются.

#### 4.2.1. Сосредоточенные компоненты

Рассмотрим контакты механического ключа (рис. 4.1 *a*). Когда ключ разомкнут, две цепи, кондуктивно развязанные этим ключом для низких частот, могут стать соединёнными для высоких частот из-за низкого импеданса паразитной ёмкости  $C_p$  между контактами ключа (рис. 4.1 *з*).

Отметим, что длина некоторых контактов в воздухе  $L_{air}$  довольно значительна. Кроме того, как правило, основания контактов изолирует диэлектрик длиной  $L_{diel}$  и относительной проницаемостью  $\epsilon_r > 1$ . Для грубой оценки значения  $C_p$  можно использовать простую формулу

$$C_p = \epsilon_0 \frac{W}{D} (\epsilon_r L_{diel} + L_{air}).$$

В общем случае ширина контакта  $W$  пропорциональна максимальному току контактов, а расстояние между контактами  $D$  пропорционально максимальному напряжению контактов. Поэтому, в качестве приблизительного правила, можно полагать, что чем больше максимальный ток и меньше максимальное напряжение, тем выше паразитная ёмкость контактов. В каждом конкретном случае может быть полезным измерение этой ёмкости.

Если возникает проблема уменьшения взаимной ёмкости между контактами, можно эффективно использовать проводник земли. Идея самого эффективного уменьшения показана на рис. 4.1 *б*, где между верхним и нижним контактами вставлен (посредством поворота или перемещения) проводник земли. В этом случае (рис. 4.1 *д*), взаимная паразитная ёмкостная связь между контактами значительно уменьшается из-за уменьшения взаимной ёмкости  $C_p$  и увеличения ёмкости  $C$  контакта на землю. (Заметим, что увеличение относительной проницаемости и уменьшение толщины диэлектрика, изолирующего проводник земли от контактов, теперь не увеличивает, а уменьшает ёмкостную связь.) В случае герконов, часто используемых на практике, для уменьшения ёмкостной связи между контактами можно использовать проводник земли в виде плоскости земли или коаксиальной земли (рис. 4.2). Наконец, чтобы оптимизировать формы и расположение контактов для минимизации паразитной ёмкости, можно применить трёхмерное моделирование методом моментов.

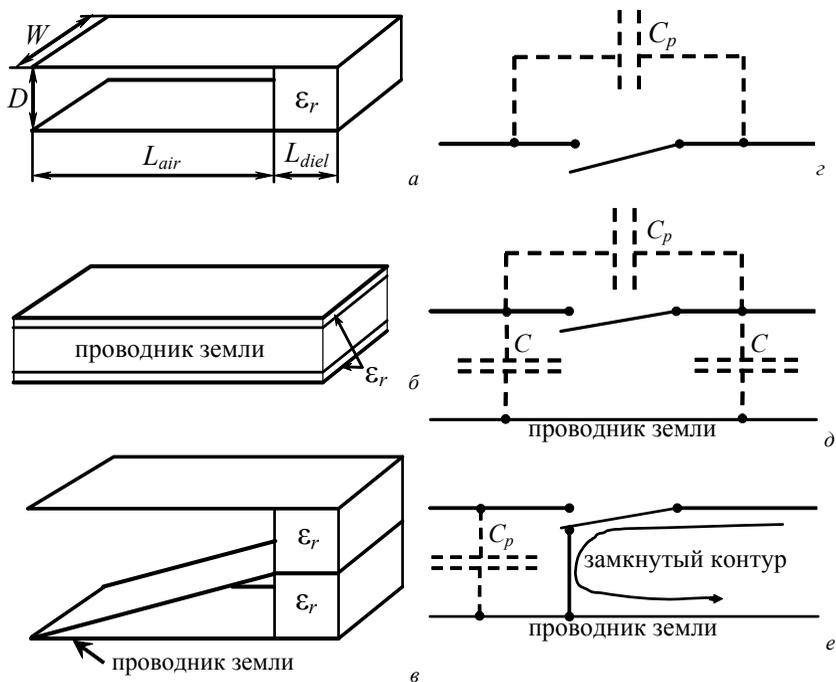


Рис. 4.1. Разомкнутые контакты (а), проводник земли между разомкнутыми контактами (б), использование заземлённого контакта (в) и их эквивалентные схемы (г, д, е)

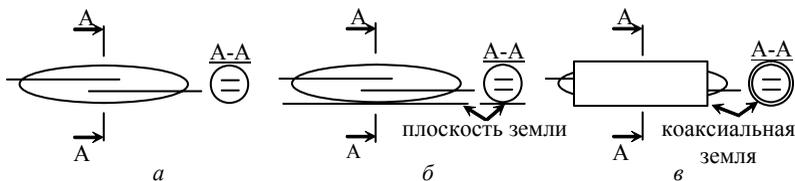


Рис. 4.2. Геркон: без земли (а), с плоскостью земли (б), внутри коаксиальной земли (в)

Необходимо отметить, что различные соединения многочисленных соседних контактов могут увеличить или уменьшить влияние паразитной ёмкости. Например, параллельное соединение пар контактов в многоконтактном переключателе или реле увеличит общую ёмкость, тогда как надлежащее соединение или заземление неиспользуемых контактов может значительно уменьшить влияние ёмкости. Однако при выполнении таких соединений необходима определённая осторожность. Например, чтобы

значительно уменьшить прохождение нежелательного сигнала слева направо в схеме на рис. 4.1 *г*, можно использовать другой заземлённый контакт, закорачивающий паразитную ёмкость на землю, как это показано на рис. 4.1 *в*. Но в этом случае, прежде всего, должны быть рассмотрены изменения в схеме, находящейся справа. При этом необходимо осознавать, что возникает замкнутый контур (рис. 4.1 *е*), который может значительно изменить условия влияния излучаемого ЭМ поля преднамеренного воздействия.

Другой аспект этой проблемы состоит в подсоединении компонентов к схеме. Пример широко используемого подсоединения герконов показан на рис. 4.3. Паразитная ёмкость самих контактов геркона может быть заметной уже за счёт нескольких квадратных миллиметров площади контактов и расстояния между контактами менее миллиметра. Однако дополнительное влияние двух длинных проводов может значительно увеличить общий паразитный эффект.



Рис. 4.3. Геркон, подсоединённый длинными проводами

В заключение, отметим, что важность учёта указанных паразитных эффектов косвенно подтверждается данными работы [186]. В ней, в частности, исследуется влияние высоковольтных импульсных воздействий в разрыве нейтрального проводника у силового трансформатора питания на нагрузку, включенную между фазным и нейтральным проводниками. Отмечается, что отключение сетевого выключателя питания (разрывающего только проводник фазы нагрузки) уменьшает амплитуду воздействия на нагрузку более чем на порядок. Между тем, это ослабление весьма незначительно и может быть во многом обусловленным паразитной ёмкостью разомкнутого выключателя.

*Таким образом, уменьшение паразитных ёмкостей компонентов предложенными мерами может существенно уменьшить ПЭМП.*

#### **4.2.2. Печатные платы**

Теперь рассмотрим случай межсоединений печатных плат, которые (в отличие от сосредоточенных компонентов) часто являются электрически длинными и должны анализироваться как цепи с распределёнными параметрами. Обычные двусторонние печатные платы являются наиболее широко используемыми, благодаря их дешевизне. Если рассмотреть такие платы на предмет неконтролируемых взаимных влияний между различными цепями (межсоединениями), то можно обнаружить многочис-

ленные возможности для таких влияний. Для преодоления этой проблемы необходима печатная плата с очень низкими уровнями перекрёстных помех в межсоединениях. В свете современных требований желательна возможность плотной разводки быстродействующих схем. В то же время желательно сохранить низкую стоимость печатной платы.

Всем этим требованиям может удовлетворять новая помехозащищённая теплопроводная монтажная плата (ПТМП). Она объединяет в себе достоинства: дешевой технологии обычных двусторонних печатных плат; подвешенной и обращённой линий; металлической пластины как жесткого основания, как сигнальной земли, как ЭМ экрана, как эффективного теплопроводника. Отметим, что последнее (металлическая пластина как проводник тепла) можно эффективно использовать для ослабления воздействий ПЭМП:

1. Тепло от каждого корпуса полупроводникового прибора можно отводить к металлической пластине и затем (за счёт её теплопроводности, а не излучения или конвекции) к внешнему радиатору или к тепловой трубе. Это даёт возможность гибкого управления температурой всех полупроводниковых приборов платы (например, их предварительного охлаждения) для уменьшения возможности их теплового пробоя при воздействии ПЭМП.

2. Металлической пластиной можно отводить не только тепло от функциональных компонентов платы, но и тепло от ЭМ энергии, преобразованной различными защитными компонентами, покрытиями и др. мерами.

3. Другим следствием теплопроводности металлической пластины является возможность полностью исключить вентиляционные отверстия в корпусе с такими платами, поэтому становится возможным значительное улучшение экранирующих свойств корпуса.

*Таким образом, возможно значительное уменьшение ПЭМП в новой помехозащищённой теплопроводной монтажной плате за счёт снижения неконтролируемых взаимных влияний между различными цепями и эффективного отвода тепла.*

### **4.2.3. Протяжённые межсоединения**

#### **4.2.3.1. Преднамеренные перекрестные помехи**

Как уже отмечалось, избыточность и доступ могут обнаружиться в самых различных частях электронной системы, однако случай межсоединений представляется особым. В самом деле, в качестве примера избыточного числа межсоединений хорошо известен случай неиспользуемых

проводов в многопроводном кабеле. Другими примерами избыточности, присущей межсоединениям, является их способность быть приёмной или передающей антенной, а также ЭМ взаимовлияния среди соседних межсоединений.

Такие обычные свойства структур межсоединений, как большая протяжённость и сложная разветвлённость их схем, способствуют лёгкому доступу для контакта с межсоединениями. Другой пример лёгкого доступа состоит в кондуктивном распространении возможного ЭМ воздействия через провод неэкранированной части схемы к очень ответственной и тщательно экранированной части этой схемы. Этот провод может не быть целью. Но он может быть одним из неиспользуемых (закороченных на землю или на холостом ходу на концах) или, по замыслу разработчика, всегда заземлённых (но преднамеренно возбуждаемых террористом в реальности) проводов в многопроводном кабеле. В результате, если этот провод или ряд подобных проводов имеют ЭМ связь с целевым проводом, то может быть создан эффективный и скрытый путь для преднамеренной перекрёстной помехи той части электронной системы, которая является объектом возможного поражения.

Интересно, что вскоре после того, как автором была отмечена возможность преднамеренной перекрёстной помехи [185], опасность подобного воздействия по сети питания реального здания убедительно продемонстрировал академик Владимир Евгеньевич Фортов. [171]. Действительно, избыточность цепи заземления может заключаться, в частности в том, что подключённый к ней провод корпусной земли может иметь сильную и, причём, неодинаковую электромагнитную связь с проводами нейтрали и фазы. При этом доступ к цепи заземления, как правило, совершенно свободен (например, открытая медная или стальная шина снаружи здания трансформаторной подстанции уходит в землю), так что не составляет труда в разрыв шины включить источник ПЭМП. Если вновь обратиться к рис. 3.14, где показано (справа), по существу именно такое подключение, и к рис. 3.15, где показаны его возможные результаты, то можно сделать вывод о том, что перенапряжение в розетках питания из-за воздействия в цепи заземления может оказаться всего в 4 раза меньше, чем непосредственно между нулевым и фазовым проводами. То, что причиной такого значительного перенапряжения является электромагнитная связь цепи заземления с проводниками фазы и нейтрали косвенно подтверждается и работой [186], где отмечается, что разрыв проводника фазы сетевым выключателем оставляет перенапряжение на нагрузке значительным.

Отметим, что благоприятным фактором для создания преднамеренных перекрёстных помех, является рост их уровня, вплоть до половины уровня сигнала в активном проводнике отрезка многопроводной линии, с ростом длины этого отрезка. Причём этот уровень относится к согласованному случаю, тогда как при рассогласовании он может удвоиться. Очевидно, что возбуждение ближайшего проводника не с одной, а с двух сторон удвоит уровень помехи, а возбуждение ещё большего числа проводников увеличит его ещё более (степень увеличения зависит от матрицы параметров отрезка). *Таким образом, если перекрёстная помеха в протяжённых межсоединениях может достигать нескольких уровней сигнала в активной линии, то преднамеренная перекрёстная помеха, создаваемая мощными источниками (разд. 3.2), может быть весьма опасна, даже с учётом ослабления за счёт потерь в межсоединениях (разд. 3.4).*

#### 4.2.3.2. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов

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.

К сожалению, включаемые на входе аппаратуры мощные защитные приборы обладают недостаточным быстродействием, делая защиту от коротких импульсов не соответствующей паспортным данным приборов, а быстродействующие защитные приборы обладают недостаточной мощностью, делая защиту от мощных импульсов ненадёжной [187]. Поэтому возрос интерес к разработке специальных защитных фильтров, в том числе на связанных линиях [188], но, как отмечено в [189], пока не имеется эффективных сверхширокополосных фильтров для полосы (1–40) ГГц. Всё это делает невозможной защиту аппаратуры простыми средствами и требует использования сложных комбинированных устройств защиты [190]. Таким образом, поиск новых принципов защиты от коротких импульсов весьма актуален. Недавно обнаружена возможность ещё большего усугубления данной проблемы за счет опасного применения модальных искажений [191] в качестве кондуктивных ПЭМП [192, 193]. Между тем, указанные явления могут быть использованы и для защиты.

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. Примеры моделирования этих явлений приведены в работе [191]. Полное разложение импульса в отрезке длиной  $l$  имеет место, если общая длительность импульса  $t_{\Sigma}$  меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, то есть при условии [193]

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k=1, \dots, N, \quad i \neq k \quad (4.1)$$

где  $\tau_i$  – погонная задержка  $i$ -й моды отрезка. Для пары связанных линий ( $N=2$ ) из (4.1) получим

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \quad (4.2)$$

где  $\tau_2, \tau_1$  – 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 два импульса (импульс 1 и импульс 2), причем амплитудой в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка (рис. 4.4).

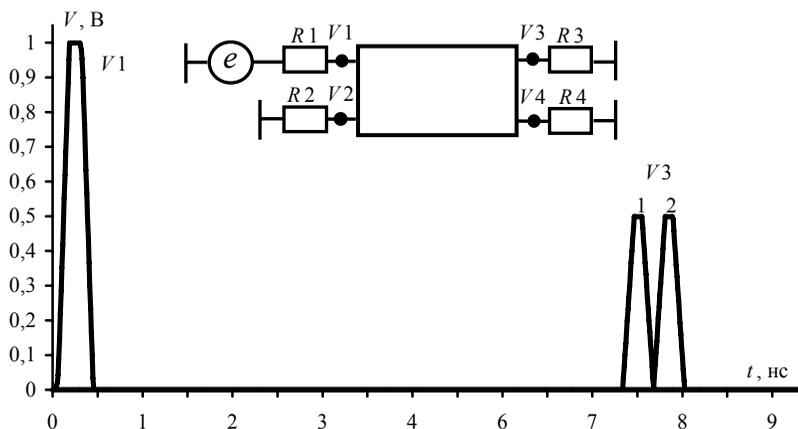


Рис. 4.4. Разложение импульса в одиночном отрезке связанных линий

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 с вдвое меньшей амплитудой. Действительно, подключение к отрезку из рис. 4.4 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. 4.5); если разность задержек мод у первого отрезка, как минимум, вдвое больше, чем у второго (тогда получится последовательность 1.1, 1.2, 2.1, 2.2, см. рис. 4.6).

Отметим, что структуры из рис. 4.5 и рис. 4.6 представляют собой, по существу, одну структуру, возбуждаемую импульсом с разных сторон. Так что, несмотря на явную асимметрию, можно говорить о взаимности подобных структур со всеми следствиями, вытекающими из теории электрических цепей и важными для практики.

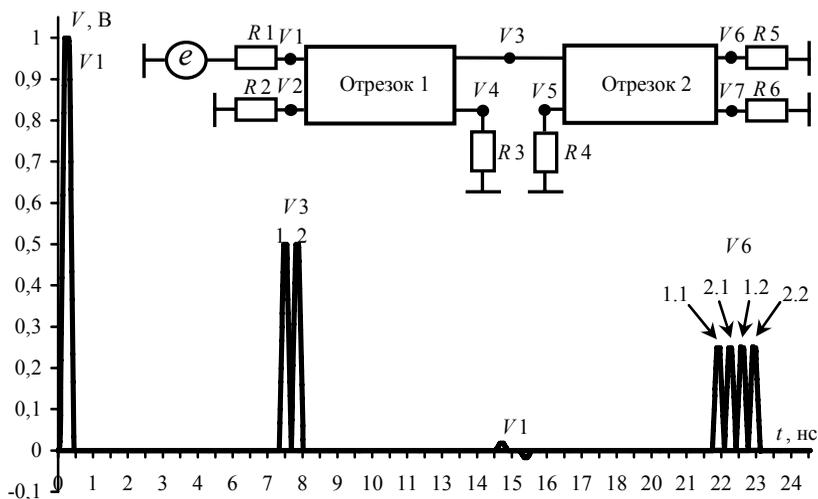


Рис. 4.5. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 1 (разность задержек мод у второго отрезка вдвое больше, чем у первого)

Естественно предположить, что возможно последовательное соединение любого числа отрезков с необходимым результатом при определенных условиях. Так, три отрезка дадут  $2^3$ , то есть 8 импульсов в 8 раз меньшей амплитуды, например, если перед структурой из рис. 4.6 включить отрезок с вдвое большей (чем у последующего) разностью задержек мод (рис. 4.7).

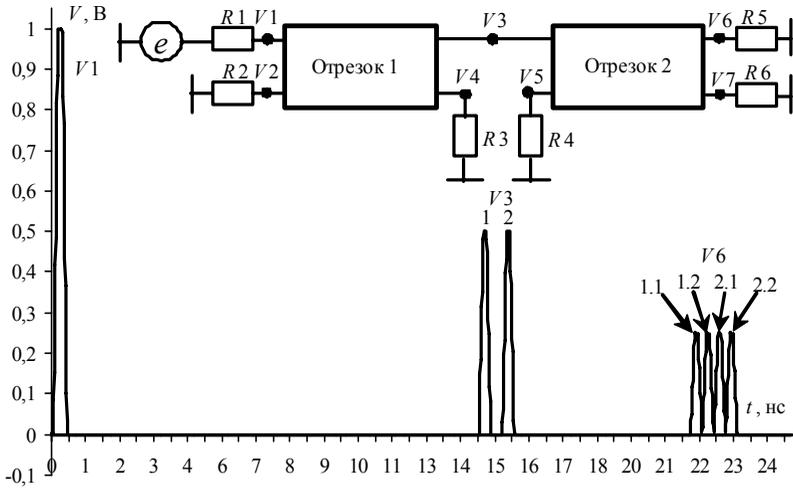


Рис. 4.6. Разложение импульса в двух отрезках связанных линий, случай 2 (разность задержек мод у первого отрезка вдвое больше, чем у второго)

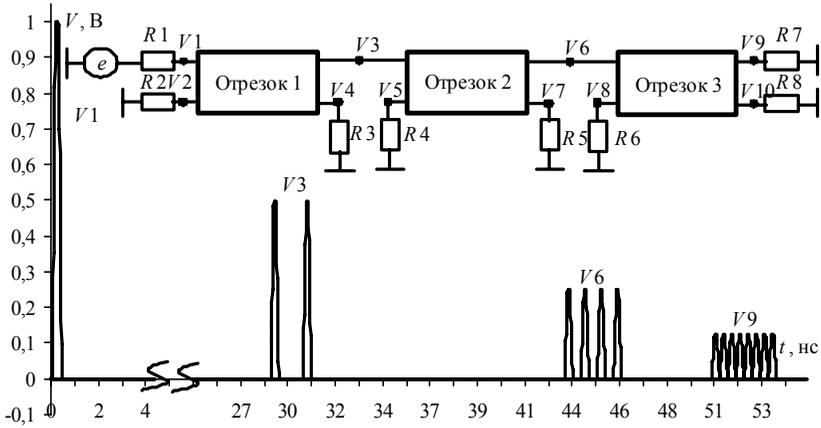


Рис. 4.7. Разложение импульса в трёх отрезках связанных линий

Для структуры из  $n$  отрезков длина  $k$ -го отрезка

$$l_k = l \cdot (2^{k-1}), k = 1, \dots, n, \quad (4.3)$$

а общая длина структуры

$$L_n = l \cdot (2^n - 1). \quad (4.4)$$

Таким образом, простые формулы (4.2)–(4.4) 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 работе [191]. Для моделирования распространения импульса в структурах (рис. 4.4–4.7) использовано квази-статическое приближение: вычисление матриц погонных параметров линии выполнено в системах LINPAR [194] и TALGAT [195] с хорошим совпадением результатов, а временные отклики получены в системе DesignLab и по программно реализованным моделям из [196], также с хорошим совпадением. Значения резисторов на структурах выбирались из условий псевдосогласования [197]. Потери и дисперсия в линиях не учитывались, но их влияние вполне предсказуемо: прежде всего, оно скажется в «размывании» 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).

В заключение отметим, что практическая реализация нового принципа защиты за счет модального разложения импульса в отрезках связанных линий представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей, в виде отдельных блоков, а также компонентов, в том числе печатных. По мнению авторов, модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов должно найти свою «нишу», как в индивидуальном применении в тех приложениях, где не работают другие принципы, так и в комплексном применении, дополняя другие принципы, например, будучи реализованным вместе с ними в комбинированных устройствах защиты.

#### 4.2.3.3. Разложение и восстановление импульса в линиях передачи

В данном разделе на примерах многопроводных микрополосковых линий и силовых кабелей продемонстрирована возможность нового явления: разложения и восстановления импульса в различных структурах линий передачи. Аналитически сформулированы необходимые условия этого явления. Показано, что оно может быть причиной отсутствия срабатывания защитных приборов в подобных структурах, а также использоваться в целях электромагнитного терроризма.

Исследование выполнялось посредством компьютерного моделирования с помощью квазистатического подхода. Во всех рассмотренных структурах потери и дисперсия не учитывались, а к каждому проводнику

на концах структуры подключались резисторы с сопротивлением, равным соответствующим диагональным элементам матрицы импедансов. Сначала вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической [C] и электромагнитной [L] индукции, а затем вычислялся временной отклик, для достоверности результатов, по двум разным моделям: из [196] и [198]. (Результаты совпадают и для модели из [198] не показаны.)

**Микрополосковые линии.** В разводке электрических соединений аппаратуры могут быть структуры из  $n$  последовательно соединенных отрезков  $N$ -проводной линии. Рассмотрим структуры из 2 последовательно соединенных отрезков 2, 3, 4 связанных микрополосковых линий. Поперечное сечение структуры для  $N=4$  показано на рис. 4.8, где  $T$  и  $W$  – толщина и ширина проводников,  $S$  – расстояние между ними,  $D$  – расстояние от проводника до края структуры,  $H_{d1}$  – толщина подложки. Матрицы [C] и [L] для  $N = 2, 3, 4$  вычислялись при  $T/W=0,05$ ;  $D/W=1$ ;  $S/W=1$ ;  $H_{d1}/W=0,5$  в программе LINPAR [199]. Относительная толщина покрывающего слоя  $H_{d2}/W=0$  и  $H_{d2}/W=0,1; 0,15; \dots; 1$ . Зависимость максимальной разности погонных задержек мод от  $H_{d2}/W$ , полученная из вычисленных матриц, показана на рис. 4.9.

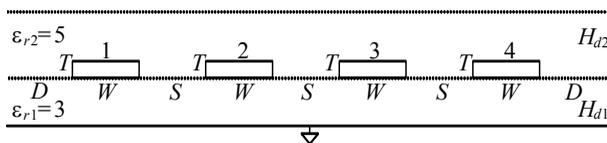


Рис. 4.8. Поперечное сечение исследуемой структуры

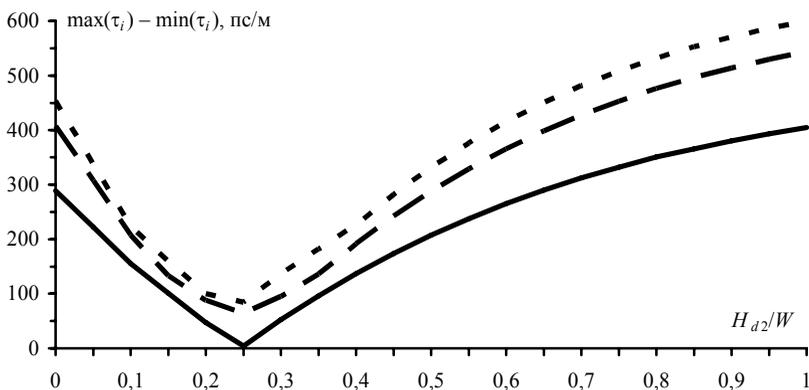


Рис. 4.9. Зависимость максимальной разности погонных задержек мод от  $H_{d2}/W$  для  $N=2$  (—), 3 (---), 4 (— · —)

При моделировании отклика параметры двух отрезков выбирались разными, но из условия, что их максимальные разности погонных задержек приблизительно равны: отрезок 1 – без диэлектрического слоя ( $H_{d2}/W=0$ ), а отрезок 2 – с покрывающим диэлектрическим слоем (толщиной  $H_{d2}/W=0,65$  для  $N=2, 3, 4$ ). Проводник 1 отрезка 1 возбуждается генератором импульса э.д.с. в форме трапеции ( $t_r = t_f = 100$  пс,  $t_d = 200$  пс). Результаты моделирования для  $N=2, 3, 4$  представлены на рис. 4.10.

Видно, что исходный импульс может разлагаться на стыке двух отрезков на  $N$  импульсов гораздо меньшей амплитуды и восстанавливаться в конце второго отрезка. 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 ПЭМП. Поэтому важно сформулировать условия восстановления импульса.

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

$$\sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{1j} = \sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{2j} = \dots = \sum_{j=1}^n l_j \cdot \tau_{Nj}, \quad (4.5)$$

где  $\tau_{ij}$  – погонная задержка  $i$ -й моды  $j$ -го отрезка. Отметим, что при моделировании (рис. 4.10) 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 (4.5) (табл. 4.1) и сопоставление её результатов с рис. 4.10 показывает, что чем строже выполняется условие (4.5), тем полнее восстанавливается импульс.

Таблица 4.1

Проверка выполнения условия (4.5), нс

$N=2, l_1=1,5 \text{ м}, l_2=1,5 \text{ м}$		$N=3, l_1=3 \text{ м}, l_2=3 \text{ м}$			$N=4, l_1=4,5 \text{ м}, l_2=5,45 \text{ м}$			
$l_1 \cdot \tau_{11}^+$	$l_1 \cdot \tau_{21}^+$	$l_1 \cdot \tau_{11}^+$	$l_1 \cdot \tau_{21}^+$	$l_1 \cdot \tau_{31}^+$	$l_1 \cdot \tau_{11}^+$	$l_1 \cdot \tau_{21}^+$	$l_1 \cdot \tau_{31}^+$	$l_1 \cdot \tau_{41}^+$
$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_2 \cdot \tau_{12}$	$l_2 \cdot \tau_{22}$	$l_2 \cdot \tau_{32}$	$l_2 \cdot \tau_{42}$
16,67	16,67	33,86	32,58	31,67	56,98	54,16	56,87	54,30

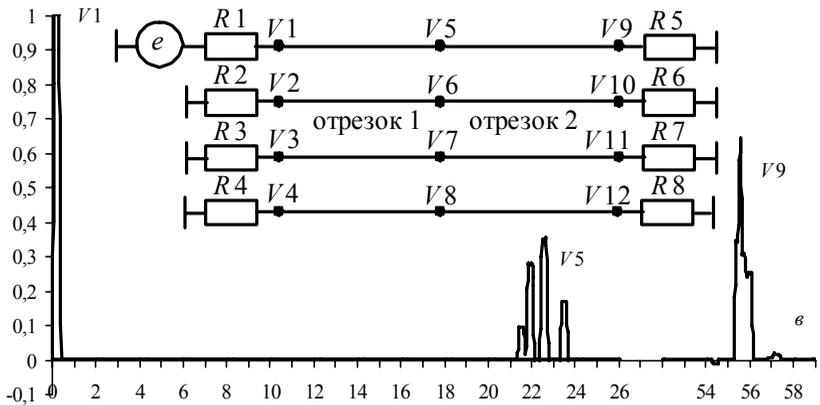
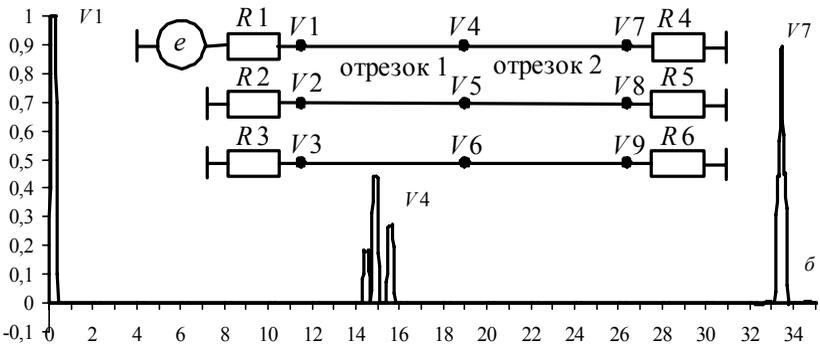
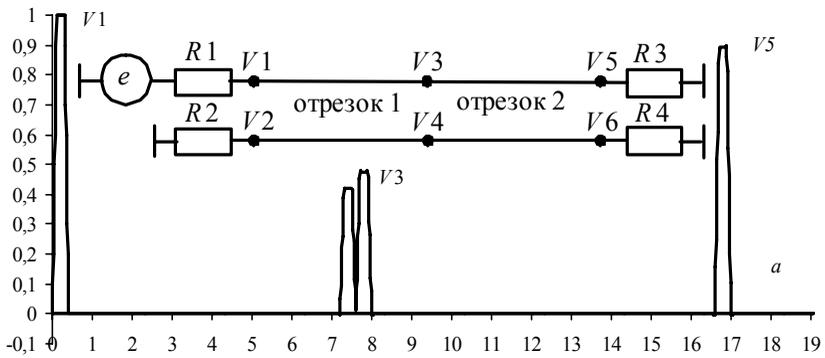


Рис. 4.10. Структура и формы напряжения (В, нс) для  $N=2$  (а), 3 (б), 4 (е)

**Силовые кабели.** Рассмотрим широко применяемые силовые кабели из трех одинаковых изолированных проводов в общей изолирующей оболочке, называемые далее круглым и плоским (рис. 4.11).

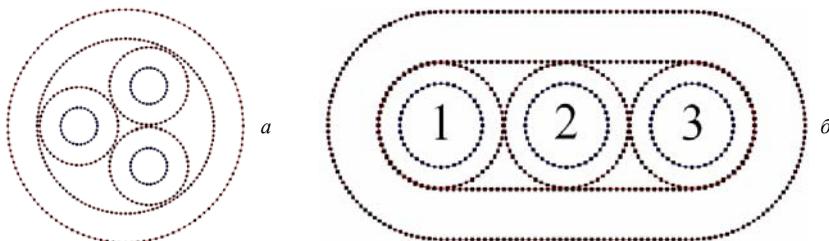


Рис. 4.11. Сечение кабеля: круглого (а), плоского (б)

В круглом кабеле максимальная разность погонных задержек близка к нулю, а в плоском – может быть существенной [192]. Для плоского кабеля выберем два варианта опорного проводника: проводник 2 и проводник 3. Вычисление погонных задержек 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  $\epsilon_{r1}=2$  выполнено в системе TALGAT [200]. Результаты вычисления показали, что погонные задержки соответствующих мод для вариантов 1 и 2 совпадают, а зависимость их разности от  $\epsilon_{r2}$  меняет знак, проходя через нуль (рис. 4.12).

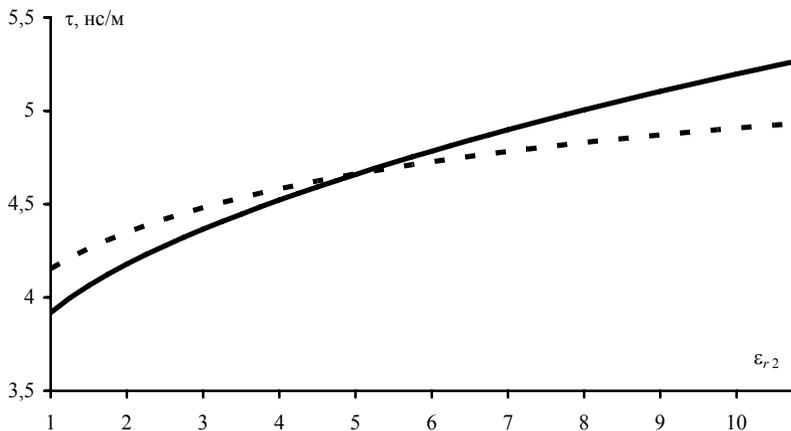


Рис. 4.12. Зависимости погонных задержек мод от  $\epsilon_{r2}$ :  $\tau_1$  (—),  $\tau_2$  (---)

Рассмотрим такую же, как на рис. 4.10 *a*, структуру из двух последовательно соединенных отрезков кабеля из рис. 4.11 *б*. Пусть параметры импульса  $t_r=t_f=50$  пс,  $t_d=0$  пс. Предположим, что для отрезка 2  $\epsilon_{r2}=3$  (поливинилхлоридный пластикат). Тогда при  $\epsilon_{r2}=7$  для отрезка 1 получим из условий разложения и восстановления импульса  $l_1=0,86$  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. 4.13. Видно, что на стыке отрезков происходит полное разложение исходного импульса, а на конце структуры – полное восстановление.

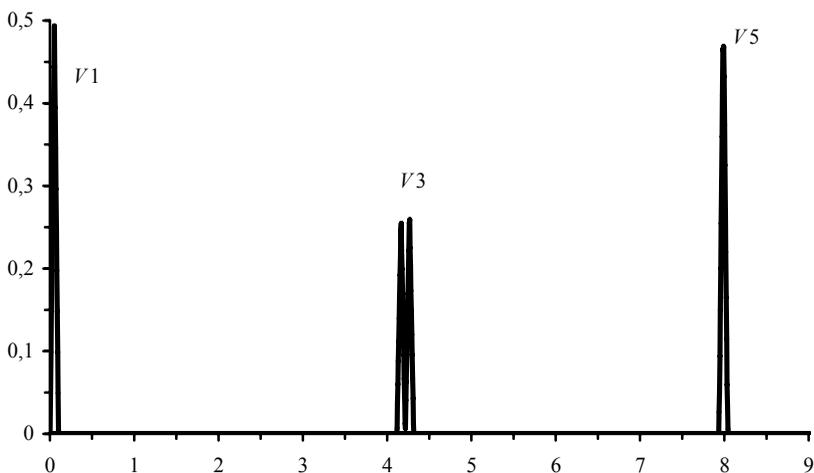


Рис. 4.13. Формы напряжения (В, нс) на активном проводнике 1 для варианта 1

Моделирование отклика для варианта 2 (проводник 3 опорный) выполнено для двух случаев подключения источника: активен проводник 2 (рис. 4.14); активен проводник 1 (рис. 4.15). Из рис. 4.14 видно, что разложение импульса происходит полностью, но амплитуды импульсов существенно различаются, а на рис. 4.15 разложения вовсе не происходит. Из этого следует, что сформулированные аналитические условия являются необходимыми, но не достаточными 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. Более детальное исследование соответствующих зависимостей видится актуальным и ведется авторами, но выходит за рамки данной работы.

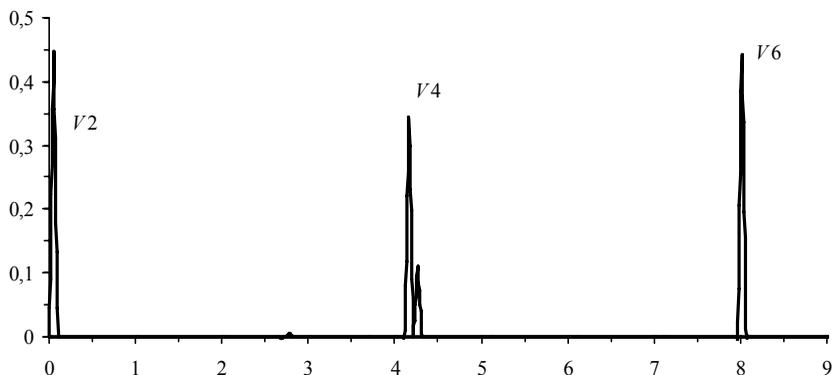


Рис. 4.14. Формы напряжения (В, нс) на активном проводнике 2 для варианта 2

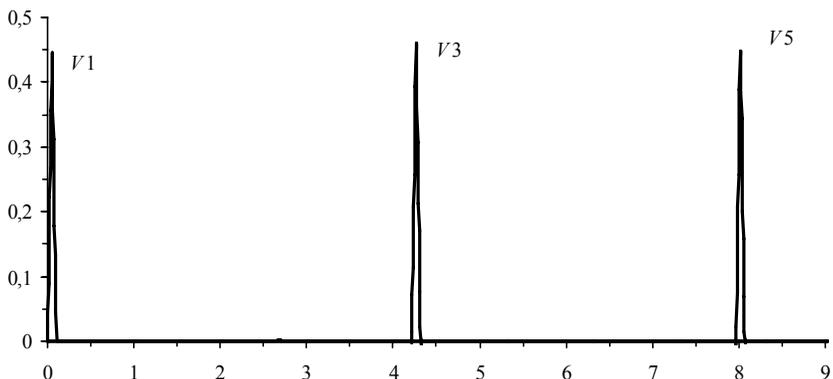


Рис. 4.15. Формы напряжения на (В, нс) активном проводнике 1 для варианта 2

Таким образом, в структурах из отрезков многопроводных линий передачи, 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. Поэтому актуально более глубокое исследование теории этого явления, а также потенциальных возможностей его возникновения и использования в конкретных приложениях. Однако несложное моделирование, аналогичное выполненному, и простые аналитические формулы, приведенные здесь, позволят сделать всем заинтересованным первые необходимые оценки.

### **4.3. Компьютерное моделирование: оптимизация генетическими алгоритмами**

Полный контроль паразитных эффектов на всех уровнях интеграции (чип, плата, корпус, комната, здание, реальная местность), при одновременном получении высоких функциональных характеристик с учётом всех возможных ЭМ воздействий, очень сложен и немалозатратен без тщательного компьютерного моделирования ЭМ эффектов. Использование результатов программной реализации моделей для анализа, синтеза и оптимизации позволяет ответить на многие вопросы, связанные с решением подобных задач.

Для того чтобы работа оставалась открытой, в ней не приводятся результаты компьютерного моделирования конкретных задач обеспечения безопасности реальных объектов. Поэтому в данном разделе рассматриваются несколько примеров, имеющих лишь небольшое практическое значение. Тем не менее, они показывают, что использование разработанных средств компьютерного моделирования для решения реальных задач обеспечения безопасности вполне возможно.

Отметим, что задачи, связанные с безопасностью, часто отличаются сложностью и произвольностью исследуемой структуры, большим числом её параметров и широким диапазоном их возможных значений. Кроме того, характер зависимости интересующих характеристик от этих параметров часто вообще не известен или отличается сложным поведением с многочисленными экстремумами (например, с резонансами частотных характеристик). Поэтому для решения этих задач хороша оптимизация генетическими алгоритмами.

Прежде всего, надо выбрать программную систему: своей или чужой разработки. Конечно, использование своей разработки, в общем случае, обладает рядом важных стратегических преимуществ, в частности оперативностью и лёгкостью независимого развития программной системы в необходимом направлении. Однако создание своей программной системы, опережающей лучшие известные аналоги, весьма трудоёмко, и на конкретном этапе она может уступать им по определённым характеристикам. Между тем, существует ряд задач, которые можно решать и с помощью чужих программных систем, особенно если они доступны и уже имеются. Отметим, что использование известных программных систем невольно приводит и к их исследованию, хотя бы частичному, и учёт результатов этого исследования благотворно сказывается на своей разработке.

Одной из мощных систем известного семейства NEC является система 4NEC2, отличающаяся удобным графическим интерфейсом для ввода и электродинамического анализа произвольных проводных структур с возможностью их параметрической оптимизации посредством ГА. Пример её использования будет показан в разд. 4.3.1. Однако в 4NEC2 реализована только параметрическая оптимизация, причём только по минимуму  $KCB$  и максимуму коэффициента усиления антенны. В программной системе TALGAT реализована возможность не только параметрической оптимизации с задаваемой пользователем функцией качества, причём даже нескольких структур, но и структурная оптимизация, а также структурно-параметрическая оптимизация, примеры которых будут показаны в разд. 4.3.2 и разд. 4.3.3.

#### **4.3.1. Параметрическая оптимизация**

В данном разделе показывается возможность использования параметрической оптимизации генетическими алгоритмами для решения задач обеспечения безопасности на примере наилучшего расположения молниеотвода широкополосной проводной антенны [201].

В качестве основы для исследуемой структуры выбран вариант широкополосной проводной антенны, а в качестве влияющего элемента – проводящий штырь. Отметим, как минимум, три различных аспекта безопасности, существующих для этой структуры: разработка широкополосных проводных антенн для излучения шумоподобных сигналов обеспечивает скрытную радиосвязь; молниезащита антенны часто обеспечивается вертикальным проводящим заземлённым штырём, располагаемым так, чтобы обеспечить надёжную защиту от молнии без существенного ухудшения характеристик антенны; проводящие структуры, преднамеренно или непреднамеренно расположенные около антенны, могут изменить её характеристики.

Рассмотрим, например, влияние молниеотвода, выполненного в виде вертикального проводящего заземлённого штыря длиной 30 м: определим расстояние, на котором должен быть расположен молниеотвод, при котором  $KCB$ , одна из основных характеристик рассматриваемой антенны, например на частоте 21 МГц, максимально увеличится (рис. 4.16). Используем параметрическую оптимизацию с помощью ГА с параметрами: максимальное число поколений 90; размер поколения 30; коэффициент кроссовера 0,6; коэффициент мутации 0,1. Оптимизируется координата  $Y$  молниеотвода (при  $X=0$ ) в пределах от 0,5 до 30 м.

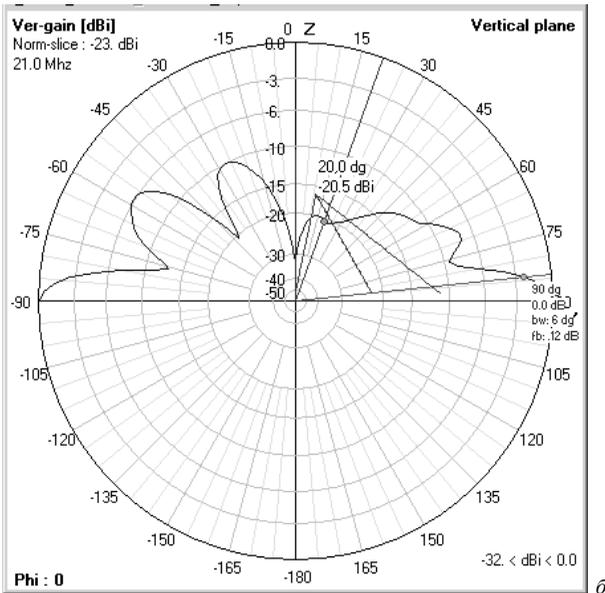
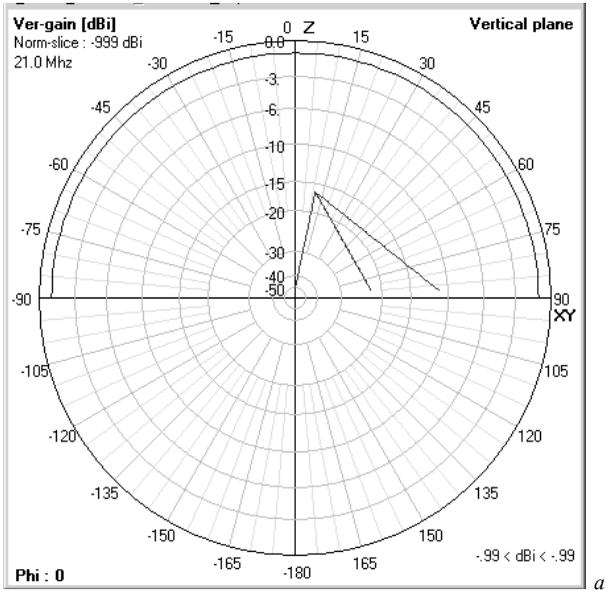


Рис. 4.16. Исследуемая структура и её диаграммы направленности

В итоге получена очень быстрая (в каждом из первых же поколений) сходимость решения к величине 3,6811 м. При этом  $KCB$  стал 4,133, а без штыря был 4,128, т.е. максимальное влияние штыря на  $KCB$  оказалось очень слабым, несмотря на то, что штырь находится вблизи почти вертикально направленных участков запитки антенны. Отметим, что этот факт был выявлен именно с помощью параметрической оптимизации и был не очевиден до неё.

Интересно выяснить, как в этом случае изменяется диаграмма направленности антенны. Рассмотрим излучение антенны в дальней зоне для угла азимута  $\varphi=0$  (совпадает с осью  $Ox$  и направлением раскрыва антенны) при  $\theta=-90\dots+90$ . При этом  $\theta$ -составляющая электрического поля антенны без штыря полностью отсутствует, что видно из рис. 4.16 *a*, на котором показана величина вертикального коэффициента усиления, нормированная к величине  $-999$  dBi. (Выявлено, что такая же картина, т.е. полное отсутствие влияния, будет и при любом расположении штыря в плоскости  $XZ$ , что объясняется полной взаимной компенсацией токов, наводимых в штыре полями от дифференциально запитываемых плеч антенны, расположенных симметрично плоскости  $XZ$ . Ясно, что не только в штыре, но и в любой проводящей структуре, произвольно расположенной в плоскости симметрии дифференциально запитываемой антенны, будут отсутствовать токи, наведённые токами этой антенны. Видимо, этот факт может иметь важные практические приложения.) На рис. 4.16 *б*, показана величина вертикального коэффициента усиления, нормированная к величине  $-23$  dBi для структуры со штырем в точке  $Y=3,6811$  м,  $X=0$  (ось  $Oy$  ортогональна плоскости страницы). Видно, что влияние штыря уже проявляется, причём различно для разных значений  $\theta$ . Однако даже максимальная величина вертикального коэффициента усиления в  $-23$  dBi даёт очень малый вклад в общий коэффициент усиления антенны, составляющий несколько dBi. Впрочем, при необходимости возможен и более тщательный поиск максимального влияния по ряду других параметров. *Очевидно, что параметрическая оптимизация с помощью ГА применима к решению реальных задач обеспечения безопасности, поскольку ГА позволяет оптимизировать любые характеристики по любым параметрам.*

#### **4.3.2. Структурная оптимизация**

В данном разделе [202] показан пример структурной оптимизации посредством ГА. Исходная структура представляет собой 15 стержней по 5 м каждый, расположенных в 5 м друг от друга (по 5 на каждом из трёх рядов) в вертикальной плоскости  $ZX$  (рис. 4.17).

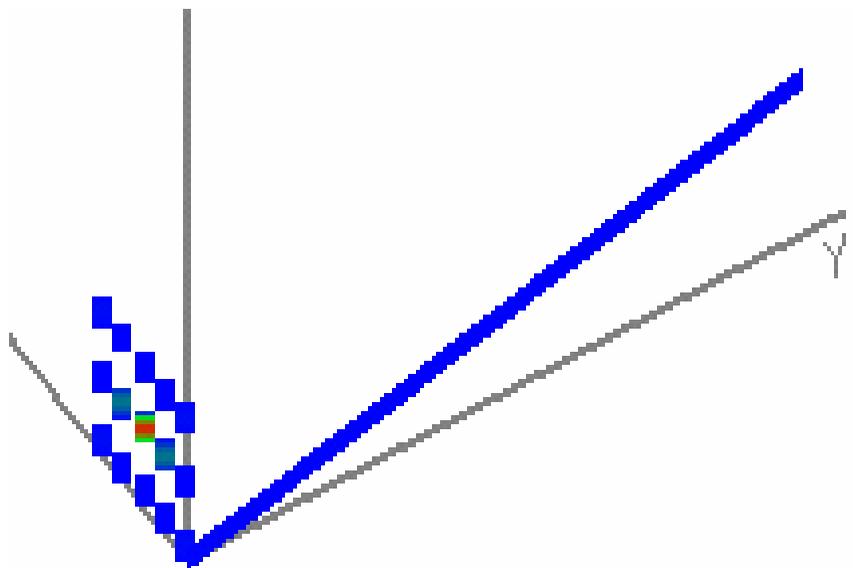


Рис. 4.17. Исходная структура (5×3 стержней, центральный запитывается) и точка (10; 100; 12,5), в которой минимизируется и максимизируется поле

Положение стержней полагается фиксированным, но каждый стержень в структуре может быть или не быть, что кодируется в ГА одним битом. Условия симметрии структуры намеренно не накладываются, так что общее число возможных комбинаций  $2^{14}$ . Центральный стержень не убирается и запитывается источником синусоидального напряжения частотой 30 МГц. Результаты оптимизации структуры по критерию минимизации и максимизации поля в точке дальней зоны напротив запитываемого стержня приведены в табл. 4.2 и 4.3 соответственно. Из таблиц видно, что ГА за довольно малое число решений задач анализа (размер популяции\*число поколений) даёт неочевидные структуры, которые трудно синтезировать по интуиции, но эти структуры показывают существенное изменение поля: уменьшение – до 60% и увеличение – до 20%. Отметим, что «неочевидность» структур, генерируемых с помощью ГА, (но при этом удовлетворение ими заданных характеристик) может с успехом использоваться в целях маскировки или повышения скрытности структур специального назначения. *Таким образом, структурная оптимизация с помощью ГА может быть полезной для повышения эффективности решения реальных задач обеспечения безопасности.*

Таблица 4.2

Результаты структурной оптимизации по *минимуму* поля

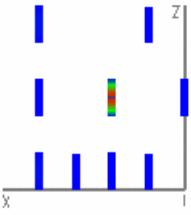
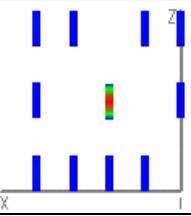
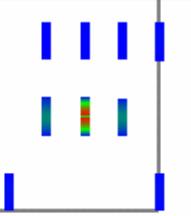
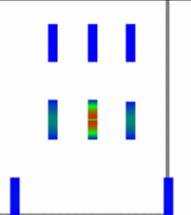
Структура	Размер популяции*число поколений	Время, с	$ E_z  /  E_{zmax} $
Исходная	–	–	1
	30*10	270	0,433
	30*30	818	0,413
Та же	30*100	2588	0,413

Таблица 4.3

Результаты структурной оптимизации по *максимуму* поля

Структура	Размер популяции*число поколений	Время, с	$ E_z  /  E_{zmax} $
Исходная	–	–	1
	30*10	271	1,185
Та же	30*30	811	1,185
	30*100	2649	1,187

### **4.3.3. Структурно-параметрическая оптимизация**

Известно использование ГА для параметрической оптимизации и гораздо реже – для структурной, а о структурно-параметрической оптимизации посредством ГА в задачах безопасности автору не известно. В данном разделе показана возможность использования ГА для структурно-параметрической оптимизации в задачах безопасности [203].

В качестве тестового примера задачи безопасности рассмотрим оптимизацию структуры из антенны и проводящих стержней с целью такого их расположения, которое бы максимально уменьшало излучение антенны в заданной точке. Используем в качестве инструмента для электродинамического анализа и структурно-параметрической оптимизации систему TALGAT.

Структура представляет собой вертикальный полуволновой диполь, окруженный такими же стержнями. В центре диполя расположен источник напряжения 1 В. Целью оптимизации поставим снижение напряженности поля в заданной точке дальней зоны изменением количества (структурная оптимизация) и перемещением в пространстве (параметрическая оптимизация) стержней.

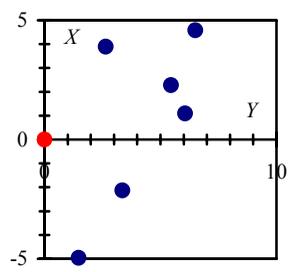
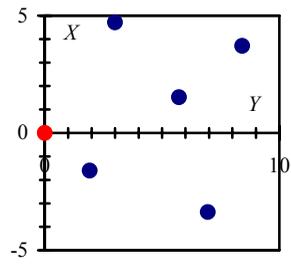
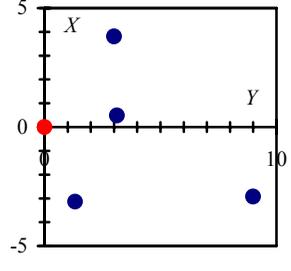
Введем ограничения: максимальное количество стержней – 10; все элементы структуры расположены на одной высоте; стержни перемещаются в пределах заданной квадратной площадки. В результате каждому стержню соответствует три переменных: признак существования (определяет, будет ли учитываться данный стержень при анализе) и координаты центра стержня на плоскости XY. Таким образом, две переменные (координаты центра стержня) имеют непрерывный диапазон значений, в то время как признак существования имеет только два состояния (есть стержень – 1, нет стержня – 0). Для единообразного представления всех трех переменных во время работы ГА для признака существования используется симметричный относительно нуля диапазон значений. При этом значение меньше нуля устанавливает признак существования в 1, а значение больше нуля – в 0. Таким образом, структурная оптимизация в системе реализуется с минимальными отличиями от параметрической, что позволяет использовать их совместно.

Проведем оптимизацию описанной структуры на частоте 30 МГц. При этом длина волны 10 м; высота диполя и стержней 5 м; сторона площадки 10 м; точка минимизации напряженности поля (0, 100, 0) м, радиус диполя и стержней 0,05 м. Коэффициенты мутации и кроссовера в ГА равны 0,1 и 0,6 соответственно.

Структуры, синтезированные посредством ГА, вместе с нормированными значениями модуля  $Z$ -составляющей напряжённости электрического поля в точках минимизации поля  $(0, 100, 0)$  м и противоположной точке  $(0, -100, 0)$  м показаны в табл. 4.4.

Т а б л и ц а 4.4

**Результаты структурно-параметрической оптимизации посредством ГА**

Конфигурация	Размер популяции*число поколений	$ E_z / E_{z_{исх}} $ в точке $(x, y, z)$	
		Точка минимизации поля: $(0, 100, 0)$ м	Противоположная точка: $(0, -100, 0)$ м
Исходная (1 диполь)		1	1
	30*10	0,003	1,075
	30*30	0,012	1,390
	30*100	0,005	1,121

Видно, что ГА синтезирует различные структуры с различающимися параметрами (6, 5, 4 по-разному расположенных стержней), создающие в заданной точке пространства в сотни раз меньшую напряженность поля. Отметим, что на противоположной стороне структуры отмечается некоторый рост поля, так что аналогично можно рассматривать и задачу максимизации поля излучателя расположенными позади него рассеивателями. *Таким образом, очевидно, что структурно-параметрическую оптимизацию посредством ГА можно использовать для решения и реальных задач обеспечения безопасности.*

В заключение отметим, что в отличие от типичной последовательности проектных процедур (когда процедура параметрической оптимизации вложена в процедуру структурной оптимизации), возможность использования структурно-параметрической оптимизации посредством ГА (когда возможна одновременная оптимизация и структуры, и параметров) стирает границу во времени между структурной и параметрической оптимизациями. Можно полагать, что этот факт окажет положительное влияние на процесс проектирования вообще, однако для оценки этого влияния и его следствий необходимо исследование структурно-параметрической оптимизации посредством ГА в различных конкретных задачах.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Paul C.R.* Introduction to electromagnetic compatibility. A Wiley-Interscience publication, 1992.
2. *Tesche F.M., Ianoz M.V., Karlsson T.* EMC analysis methods and computational models. A Wiley-Interscience publication, 1997.
3. *Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В.* Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989.
4. *Отт Г.* Методы подавления шумов и помех в электронных системах. Пер с англ. М.: Мир, 1979.
5. *Барнс Дж.* Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами: Пер. с англ. М.: Мир, 1990.
6. *Волин М.И.* Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Радио и связь, 1981.
7. *Бадалов А.Л., Михайлов А.С.* Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справочник. М.: Радио и связь, 1990.
8. *Базенков Н.И.* Нелинейные эффекты и электромагнитная совместимость: Учебное пособие. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 1997.
9. *Тихомиров А.А., Ефанов А.А.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем. – Томск. Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002.
10. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. – Томск: Томский государственный университет, 2002.
11. *Газизов Т.Р.* Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Изд-во НТЛ, 2003.
12. *Buccella C., Caruso C., Feliziani M.* Reduction of low frequency magnetic fields by field-controlled active shields // Сб. науч. докл. IV Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 19–22 июня 2001 г. С. 119–121.
13. Beryllium copper contact finger strips and other EMI shielding products. [www.feuerherdt.de](http://www.feuerherdt.de).
14. *Shahparnia S., Ramahi O.M.* Electromagnetic interference (EMI) reduction from printed circuit boards (PCB) using electromagnetic bandgap structures // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. Vol. 46. Nov. 2004. P. 580–587.
15. *Cendes Z.* Simulating the behavior of high-speed circuits // Computer Design. Vol. 34, № 8. August 1995. P. 130–131.
16. *Weiss R.* 64-Gbit DRAMs, 1-GHz microprocessors expected by 2010 // Computer Design. Vol. 34. № 5. May 1995. P. 50–52.
17. *Bazhenkov N.I., Gazizov T.R.* EMC improvement of a double-sided printed circuit board // Proc. of the 11-th Int. Wrocław Symp. on EMC. September 2–4, 1992. P. 381–384.
18. *John W.* EMC of Printed Circuit Boards and Microelectronic Engineering Techniques // Proc. of the 13-th Int. Wrocław Symp. on EMC. June 25–28, 1996. P. 14–52.
19. *Dai W.W.M.* Special Issue on Simulation, modeling and electrical design of high-speed and high-density interconnects // IEEE Trans. Circuits Syst.-I. Vol. 39. Nov. 1992.
20. *Nakhla M., Zhang Q.J.* Special Issue on High-speed Interconnects // International Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Vol. 5. Jan. 1994.

21. *Tripathi V.K., Sturgivant R.* Special Issue on Interconnects and Packaging // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 45. Oct. 1997.
22. *Canavero F.G.* Special issue on recent advances in EMC of printed circuit boards // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. Vol. 43, № 4. Nov. 2001.
23. *Коваленков В.И.* Теория передачи по линиям связи. – М.: Связьиздат, 1937. Т.1,2.
24. *Коваленков В.И.* Устанавливающиеся электромагнитные процессы вдоль проводных линий. – М.: Издательство Академии наук СССР, 1945.
25. *Кузнецов П.И., Стратонович Р.Л.* Распространение электромагнитных волн в многопроводных системах: Сб. статей. М.: Изд-во ВЦ АН СССР, 1958.
26. *Kuznetsov P.I., Stratonovich R.L.* The Propagation of Electromagnetic Waves in Multiconductor Transmission Lines. New York: Macmillan, 1964; reprinted by Pergamon Press, 1984.
27. *Канторович Л.В., Крылов В.М.* Приближенные методы высшего анализа. М.; Л.: Физматгиз, 1962.
28. *Канторович Л.В., Акилов Г.П.* Функциональный анализ в нормированных пространствах. М.: Физматгиз, 1959.
29. *Harrington R.F.* Origin and Development of the Method of Moments for Field Computation // IEEE Antennas and Propagation Society Magazine. June 1990. P. 50–52.
30. *Harrington R.F.* Matrix Methods for Field Problems // IEEE Proc. 1967. № 2. P. 136–149.
31. *Harrington R.F.* Field Computation by Moment Methods. New York: The MacMillian Co., 1968; reprinted by Krieger Publishing Co., Malabar, Fl., 1982.
32. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979.
33. *Захаров Е.В., Пименов Ю.В.* Численный анализ дифракции радиоволн. М.: Радио и связь, 1982.
34. *Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В.* Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы // ДАН СССР. 1984. Том. 276, № 1. С. 96–100.
35. [www.edem.ru](http://www.edem.ru).
36. *Захар-Иткин М.Х.* Теорема взаимности и матричные телеграфные уравнения для многопроводных линий передачи // Радиотехника и электроника. 1974. № 11. С. 2338–2348.
37. *Гипсман А.И., Красноперкин В.М., Силлин Р.А.* Расчёт многополосковых линий и устройств // Антенны / Под ред. А.А.Пистолькорса. М.: Радио и связь. 1986. Вып. 34. С. 52–68.
38. *Кравченко С.И., Бахарев С.И.* Расчёт матрицы рассеяния многопроводных полосковых линий и устройств на их основе. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. 1978. Вып. 8. С. 45–53.
39. *Малютин Н.Д.* Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990.
40. *Гвоздев В.И., Нефедов Е.И.* Объёмные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985.
41. *Чурин Ю.А.* Переходные процессы в линиях связи быстродействующих ЭВМ. М.: Советское радио, 1975.
42. *Иванов Л.В.* Перекрёстные наводки в системе двух линий // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронная вычислительная техника. 1971. Вып. 5. С. 3–20.
43. *Брук Б.И.* Перекрёстные наводки в сигнальных цепях ЭЦВМ. М.: ИТМ и ВТ, 1973.
44. *Вашакидзе 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.

45. Пикосекундная импульсная техника / Под ред. Ильющенко В.Н. М.: Энергоатомиздат, 1993.
46. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989.
47. Чермошенцев С.Ф. Информационные технологии электромагнитной совместимости электронных средств. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2000.
48. Коровкин Н.В., Селина Е.Е. Моделирование волновых процессов в распределенных электромагнитных системах. СПб.: СПбГТУ, 1992.
49. Gu Q., Kong J.A. Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-34, № 9. Sept.1986. P. 952–964.
50. Базенков Н.И. Нелинейные эффекты и электромагнитная совместимость: Учебное пособие. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. 1997.
51. 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. July 1973. P. 450–457.
52. Bogatin E., Zimmer S. Achieving impedance control targets. Printed circuit design & manufacture. April 2004. P. 28–31.
53. Faraji-Dana R., Chow Y.L. The current distribution and AC resistance of a microstrip structure // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-38. Sept. 1990. P. 450–457.
54. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. June 1967. P. 241–276.
55. Кузнецов П.И., Стратонович Р.Л. Об оптимальном переходе между двумя различными однородными длинными линиями // Радиотехника. 1954. Т. 9, № 2. С. 13–20.
56. Hsue C.-W. Elimination of ringing signals for a lossless, multiple-section transmission line // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 37, Aug. 1989. P. 1178–1183.
57. Frye R.C., Chen H.Z. Optimal self-damped lossy transmission line interconnections for multichip modules // IEEE Trans. Circuits Syst.-II: Analog and digital signal processing. Vol. 39, № 11. Nov. 1992. P. 765–771.
58. Nayak D., Hwang L.T., Turlik I. Simulation and design of lossy transmission lines in a thin-film multichip package // IEEE Trans. Comp. Hybrids and Manuf. Tech. Vol. 13, № 2. June 1990. P. 294–302.
59. Стрижевский Н.З. Взвешенное рассогласование кабеля // Электросвязь. 1991. № 9.
60. Feller A., Kaupp H.R., Digiacoimo J.J. Crosstalk and reflections in high-speed digital systems // Proc. Fall Joint Computer Conf. 1965. P. 512–525.
61. Пат. № 3764727 (США) Electrically conductive flat cable structures / J.W.Balde. МКИ H01b7/08, H01b11/02. Заявл. 12.06.72; Оpubл. 9.10.73.
62. А. с. № 1129749 (СССР). Монтажная плата / Чермошенцев С.Ф., Шайдуллин И.Я., Шувалов Л.Н. МКИ H05K1/02. Заявл. 18.05.83. № 3593564/24-21; Оpubл. 15.12.84. в Б.И. № 46.
63. Carin L., Webb K.J. Isolation effects in single- and dual plane VLSI interconnects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 38, № 4. April 1990. P. 294–302.
64. Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F. Time-domain response of multiconductor transmission lines // IEEE Proc. Vol. 75, № 6. June 1987. P. 743–764.
65. Tourne J. Micro-machining of trenches to form shielded transmission lines // Printed circuit design & manufacture. April 2004. P. 34–37.
66. Guggenbuhl W., Morbach G. Forward crosstalk compensation on bus lines // IEEE Trans. on CAS-I. Vol. 40, № 8. August 1993. P. 523–527.

67. *Krage M.K., Haddad G.I.* Characteristics of coupled microstrip lines. – I: Evaluation of coupled-line parameters // IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. Vol. 18, № 4. 1970. P. 222–228.
68. *Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А.* Подвешенные связанные полосковые линии // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1983. Вып. 6(354). С. 29–33.
69. *Horno M., Marques R.* Coupled microstrips on double anisotropic layers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 32, № 4. Apr. 1984. P. 467–470.
70. Конструкторско-технологические основы проектирования полосковых микросхем / И.П. Бушминский, А.Г. Гудков, В.Ф. Дергачев и др.; Под ред. И.П. Бушминского. М.: Радио и связь, 1987.
71. *Беднов В.Г., Пономарев Е.И., Симхес В.Я.* Оценка амплитуды перекрёстных помех в межэлементных линиях связи ЭВМ // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронная Вычислительная Техника. 1978. Вып. 12. С. 131–137.
72. *Carey V.L., Scott T.R., Weeks W.T.* Characterization of multiple parallel transmission lines using time domain reflectometry // IEEE Trans. Instrum. Meas. Vol. 18, № 3. Sept. 1969. P. 166–171.
73. *Agrawal A.K., Fowles H.M., Scott L.D.* Experimental characterization of multiconductor transmission lines in inhomogeneous media using time-domain techniques // IEEE Trans. Electromag. Compat. Vol. 21, № 1. Feb. 1979. P. 28–32.
74. *Agrawal A.K., Lee K.M., Scott L.D., Fowles H.M.* Experimental characterization of multiconductor transmission lines in the frequency domain // IEEE Trans. Electromag. Compat. Vol. 21, № 1. Feb. 1979. P. 20–27.
75. *Chang F.-Y.* Computer-aided characterization of coupled TEM transmission lines // IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. 27, № 12. Dec. 1980. P. 1194–1205.
76. Вычислительные методы в электродинамике /Под ред. Р. Миттры. М.: Мир, 1977.
77. *Scheinfein M.R., Liao J.C., Palusinski O.A., Prince J.L.* Electrical performance of high-speed interconnect systems // IEEE Trans. Components, Hybrids, Manuf. Technol. Vol. 10, № 3. Sept. 1987. P. 303–309.
78. А.с. № 1019680. Монтажная плата / Кузнецов М.С., Жуков В.В., Хетагуров Я.А., Мелик-Оганжян Г.И. и Мошков А.А. МКИ Н05К3/00. Заявл. 10.12.81., № 3363736/18-21; Оpubл. 23.05.83 в Б.И. № 19.
79. А.с. № 1540042. Экранированная печатная плата для линий передачи импульсных сигналов /Кечиев Л.Н., Цирин И.В., Писаревский В.А., Зима М.А., Пупков Н.О. и Фомичёв И.А. МКИ Н05К1/02, 9/00. Заявл. 31.05.88., № 4450012/24-21; Оpubл. 30.01.90 в Б.И. № 4.
80. А.с. № 1564741. Тканная коммутационная плата. /Кечиев Л.Н., Цирин И.В., Зима М.А., Мокеев М.Н. и Лапин М.С. МКИ Н05К1/02. Заявл. 29.04.88., № 4419982/24-21; Оpubл. 15.05.90. в Б.И. № 18.
81. *Ненашев А.П.* Конструирование радиоэлектронных средств: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. М.: Высшая школа, 1990.
82. Технология многослойных печатных плат /А.А. Федулова, Ю.А. Устинов, Е.П. Котов и др. М.: Радио и связь, 1990.
83. Printed circuit design & manufacture. April 2004. P. 44.
84. *Stoehr G.R.* Cutting Prototype Development Time and Costs Using Multiwire Technology // Electronic Manufacturing. May 1988. P. 17–19.
85. *Bazenkov N.I., Gazizov T.R.* EMC improvement of a double-sided printed circuit board // Proc. of the 11-th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. Sept. 2–4. 1992. P. 381–384.

86. Патент № 2013032 (Россия) Монтажная плата / Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники; Н.И. Базенков, Т.Р. Газизов. Заявл. 25.03.91. № 4921967/21 (025008); Оpubл. в Б. И. 1994. № 9.
87. *Ненашев А.П.* Конструирование радиоэлектронных средств: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. М.: Высшая школа. 1990.
88. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982.
89. Справочник по пайке: Справочник / Под ред. И.Е. Петрунина. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1984.
90. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* Reduction of High-Speed Signal Distortions in Double-Layered Dielectric PCB Interconnects // Digest of 6-th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. Oct. 27–29, 1997. San Jose, California, USA. P. 67–69.
91. *Gazizov T.R.* Low-Cost PCB with High-Speed and High-Density Interconnects // Book of Abstracts of XXVI-th General Assembly of International Union of Radio Science. Toronto, Ontario, Canada. August 13–21, 1999.
92. *Tomar R.S., Bhartia P.* New quasi-static models for the computer-aided design of suspended and inverted microstrip lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 35. Apr. 1987. P. 453–457.
93. *Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А.* Анализ характеристик подвешенной и обращённой полосковых линий // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1981. Вып. 12(336). С. 32–38.
94. *Marshall J.B.* Flat cable aids transfer of data // Electronics. 1973. № 4. P. 89–94.
95. *Krage M.K., Haddad G.I.* Characteristics of coupled microstrip lines. – II: Evaluation of coupled-line parameters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. April 1970. Vol. 18, № 4. P. 222–228.
96. *Gilb J.P., Balanis C.A.* Pulse distortion on multilayer coupled microstrip lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Oct. 1989. Vol. 37, № 10. P. 1620–1627.
97. *Гвоздев В.И., Кузаев Г.А., Назаров И.В.* Топологические ключи для пикосекундной цифровой обработки СВЧ-сигналов // Микроэлектроника. 1995. Т. 24. № 1. С. 16–29.
98. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F.* Time-domain response of multiconductor transmission lines // IEEE Proc. June 1987. Vol. 75, № 6. P. 743–764.
99. *Arabi T.R. et al.* On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multidielctric transmission line systems // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. July 1991. Vol. 39, № 7. P. 1090–1097.
100. *Maio I., Pignary S., Canavero F.* Efficient transient analysis of nonlinearly loaded low-loss multiconductor interconnects // Int. J. on Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Jan. 1994. Vol. 5. P. 7–17.
101. *Wu Ke.* Electromagnetic analysis of multiconductor losses and dispersion in high-speed interconnects // Int. J. on Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Jan. 1994. Vol. 5. P. 48–55.
102. *Carin L., Webb K.J.* An equivalent circuit model for terminated hybrid-mode multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Nov. 1989. № 11. P. 1784–1793.
103. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* Reduction of high-speed signal distortions in double-layered dielectric PCB interconnects // Digest 6th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. San Jose, California, USA. Oct. 27–29, 1997. P. 67–69.

104. *Tomar R.S., Bhartia P.* New quasi-static models for the computer-aided design of suspended and inverted microstrip lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Apr. 1987. P. 453–457.
105. *Guggenbuhl W. and Morbach G.* Forward crosstalk compensation on bus lines // IEEE Trans. on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications. August 1993. Vol. 40, № 8. P. 523–527.
106. *Cherry P.C., Iskander M.F.* FDTD Analysis of high frequency electronic interconnection effects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Oct. 1995. Vol. 43, № 10. P. 2445–2451.
107. *Heeb H., Ruehli A.E.* Three-dimensional interconnect analysis using partial element equivalent circuits // IEEE Trans. on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications. Vol. 39, № 11. Nov. 1992. P. 974–982.
108. *Coen G., De Zuter D., Fache N.* Automatic derivation of equivalent circuits for general microstrip interconnection discontinuities // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. July 1996. Vol. 44. P. 1011–1016.
109. *Chang F.-Y.* Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol. 18. Sept. 1980. P. 616–626.
110. *Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А.* Импульсные сигналы в связанных линиях передачи // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1983. Вып. 7(355). С. 3–8.
111. *Газизов Т.П.* Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Изд-во НТЛ, 2003.
112. *Газизов Т.П.* Характеристики подвешенной и обращённой полосковых линий // Известия вузов. Физика. № 2. 1996. С. 126–128.
113. *Gazizov T.R., Bazenkov N.I.* On the crosstalk reduction in printed circuit boards // Proc. of the 12-th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 28 – July 1, 1994. P. 550–553.
114. *Gazizov T.R.* Computer simulation of electromagnetic coupling in interconnects of a double-layered dielectric PCB: parallel lines on one side of the layer. Proc. of the 13-th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 25–29, 1996. P. 230–234.
115. *Gazizov T.R.* Computer simulation of electromagnetic coupling in interconnects of a double-layered dielectric PCB: parallel lines on opposite sides of the layer // Proc. of the 6-th Int. Symp. on Antennas and Propagation. Chiba, Japan. Sept. 24–27, 1996. Vol. 3. P. 681–684.
116. *Вуль В.А.* Помехозащищённость наносекундных цифровых узлов. Л.: Энергия. 1977.
117. *De Falco J.A.* Predicting Crosstalk in Digital Systems // Computer Design. June 1973. P. 69–75.
118. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* Calculation of Transient Response in Interconnects of a Double-Layered Dielectric PCB // Proc. of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conf. New Delhi, India. December 17–20, 1996. Vol. 4. P. 1388–1391.
119. *Malaviya S.D., Singh V.P.* Transmission Lines Loaded at Regular Intervals // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. Vol. 27, № 10. October 1979. P. 854–859.
120. *Gazizov T.R.* Far-end crosstalk reduction in double-layered dielectric interconnects // IEEE Trans. on EMC. Vol. 43, № 4. Nov. 2001. P. 566–572.
121. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* An effect of far-end crosstalk compensation in double-layered dielectric PCB interconnects // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 23–25, 1998. P. 353–356.

122. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* Compensation of far-end crosstalk in interconnects of a double-layered dielectric PCB // Proc. 13th Int. Zurich Symp. on Electromagnetic Compatibility. Zurich, Switzerland. Feb. 16–18, 1999. P. 645–648.
123. *Gazizov T.R., Leontiev N.A.* Far-end crosstalk compensation by changing the separation of coupled transmission lines // Proc. of the third Int. Symp. on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation. Tomsk, Russia. May 18–20, 1999. Vol. 1. P. 79–81.
124. *Gazizov T.R., Leontiev N.A., Kuznetsova-Tadjibaeva O.M.* Simple and low-cost method of far end crosstalk reduction in coupled microstrip lines // Proc. 2000 Int. Symp. on Antennas and Propagation. Fukuoka, Japan. August 22–25, 2000. Vol. 3. P. 1355–1358.
125. *Gazizov T.R., Leontiev N.A., Kuznetsova-Tadjibaeva O.M.* Far end crosstalk reduction in coupled microstrip lines with covering dielectric layer // Proc. of the 15th Int. Wroclaw Symp. on Electromagnetic Compatibility. Wroclaw, Poland. 27–30 June, 2000. P. 45–49.
126. *Gu Q., Kong J.A.* Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Sept. 1986. Vol. 34, № 9. P. 952–964.
127. *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. June 1989. Vol. 8, № 6. P. 609–621.
128. *Pan G.W., Olson K.S., Gilbert B.K.* Frequency-domain solution for coupled striplines with crossing strips // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. June 1991. Vol. 39, № 6. P. 1013–1017.
129. *Amemiya H.* Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. June 1967. P. 241–276.
130. *Carin L., Webb K.J.* Isolation effects in single- and dual plane VLSI interconnects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. April 1990. Vol. 38, № 4. P. 396–404.
131. *Газизов Т.Р.* Моделирование прямых перекрёстных помех в длинной многопроводной микрополосковой линии с покрывающим диэлектрическим слоем // Сб. науч. докл. IV Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург. 19–22 июня 2001. С. 146–150.
132. *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.
133. *Газизов Т.Р., Заблоцкий А.М.* Модальные искажения импульсного сигнала в многопроводной линии передачи // Материалы 6-й всероссийской научно-практической конференции «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», г. Томск, 2–4 июня 2004 г. С. 125–128.
134. *Газизов Т.Р., Заблоцкий 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.
135. *Djordjevic A.R., Harrington R.F., Sarkar T.K., Bazdar M.B.* Matrix parameters for multiconductor transmission lines. Dedham, MA: Artech House, 1989.
136. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K.* Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 35, № 10. Oct. 1987. P. 898–907.
137. *Loborev V.M.* The modern research problems. Plenary Lecture // AMEREM Conference. Albuquerque, NM. May 1996.

138. *Gardner R.L.* Electromagnetic terrorism. A real danger // Proc. of the 14th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 23–25, 1998. P. 10–14.
139. Workshop W4: Electromagnetic terrorism and adverse effects of high power electromagnetic (HPE) environments // Supplement to Proc. of the 13th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. February 16–18, 1999. P. 181–200.
140. URSI resolution on «Criminal activities using electromagnetic tools» // The Radio Science Bulletin. № 290. September 1999. P. 62–63.
141. *Radasky W.A., Messier M.A., Wik M.W.* Intentional electromagnetic interference (EMI) – Test data and implications // Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. February 20–22, 2001. P. 29–36.
142. *Барсуков В.С.* Безопасность: технологии, средства, услуги. М.: КУДИЦ–ОБРАЗ, 2001.
143. *Radasky W.A., Baum C.E., Wik M.W.* Introduction to the special issue on high–power electromagnetics (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI) // IEEE Trans. on Electromag. Compat. Vol. 46. August 2004. P. 314–321.
144. *Zielinski R.J.* Risk of Interference to Aircraft from VSAT, SNG and SIT Terminals // Proc. of the 15th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 27–30, 2000. P. 763–769.
145. *Borgstrom E.J.* EMC requirements for avionics: RTCA/DO–160D, Change 1 and Change 2 // The Int. Journal for EMC. ITEM 2002. P. 18–30.
146. *Borgstrom E.J.* EMC requirements for avionics: RTCA/DO–160D, Change No.3 // The Int. Journal for EMC. Interference technology, 2003. P. 34–40.
147. *Kreitmaier–Steck W., Tauber W.* Aircraft hazards by using portable electronic devices (PED) // Proc. of the 16th Int. Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. June 25–28, 2002. P. 383–388.
148. *Канащенков А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф.* Облик перспективных бортовых радиолокационных систем. Возможности и ограничения. М.: ИПРЖР, 2002.
149. *Debnath R., Karve V.W.* A soft systems methodology–system dynamics (SSM–SD) based approach to re–engineering EMI/EMC regulations and standards to counter future terrorist threats // Proc. 15th Int. Wroclaw Symp. on EMC. June 27–30, 2000. Late Papers. P. 11–20.
150. *Газизов Т.П.* Преднамеренные электромагнитные помехи и авионика // Успехи современной радиоэлектроники. № 2. 2004. С. 37–51.
151. *Газизов Т.П.* Потенциальные угрозы электромагнитного терроризма критичным электронным системам // Материалы 3-й научно-практической конференции "Современные средства и системы автоматизации – гарантия высокой эффективности производства". Томск, 14–15 ноября 2002 г. С. 104–114.
152. *Газизов Т.П.* Оценка возможности угроз электромагнитного терроризма авионике // Труды 2-й Всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики. Томск, 15–17 апреля 2003 г. С. 145–150.
153. *Газизов Т.П.* Вопросы разработки авионики, защищённой от электромагнитного терроризма // Труды 2-й Всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики. Томск, 15–17 апреля 2003 г. С. 151–157.
154. *Ianoz M., Wipf H.* Modeling and simulation methods to assess EM terrorism effects // Supplement to Proc. of the 13th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. Feb. 16–18, 1999. P. 191–194.
155. *Вернигоров Н.С. и др.* Экспериментальные исследования воздействия импульсного СВЧ излучения на материалы // Информост. 2002. № 6. С. 53–58.
156. *Анцев Г.В., Сарычев В.А.* Сверхширокополосные системы и поляриметрия // Труды 2-й Всероссийской научно-технической конференции по проблемам создания перспективной авионики. Томск, 15–17 апреля 2003 г. С. 105–112.

157. *Андреев Ю.А. и др.* Генератор гигаваттных импульсов сверхширокополосного излучения // Приборы и техника эксперимента. 2000. № 2. С. 82–88.
158. *Андреев Ю.А. и др.* Сверхширокополосные комбинированные антенны и решетки // Труды Всероссийской научно-технической конференции "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике". Муром, Россия. 1–3 июля 2003. С. 48–53.
159. The New Cold War: Defending Against Criminal EMI // Compliance Engineering. Vol. XVIII, № 4. May/June 2001. P. 12–19.
160. *Fortov V.E. et al.* A computer code for estimating pulsed electromagnetic disturbances penetrating into building power and earthing circuits // Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. Feb. 20–22, 2001. P. 37–40.
161. *LoVetri J., Wilbers A.T.M., Zwamborn A.P.M.* Microwave interaction with a personal computer: experiment and modeling // Proc. of the 13th Int. Zurich Symp. on EMC, Zurich, Switzerland. February 16–18, 1999. P. 203–206.
162. *Mojert C. et al.* UWB and EMP susceptibility of microprocessors and networks // Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. February 20–22, 2001. P. 47–52.
163. *Backstrom M.* HPM testing of a car: A representative example of the susceptibility of civil systems // Supplement to Proc. of the 13th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland, Feb. 16–18, 1999. P. 189–190.
164. *Kohlberg I., Carter R.J.* Some theoretical considerations regarding the susceptibility of information systems to unwanted electromagnetic signals // Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. February 20–22, 2001. P. 41–46.
165. *Антипин В.В. и др.* Влияние мощных импульсных микроволновых помех на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы // Зарубежная радиоэлектроника. 1995. № 1. С. 37–53.
166. *Вуклов О.В. и др.* Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 12. С. 3–16.
167. *Glenn C.M., Garver R.V.* Trends in mixer damage // IEEE MTT–S. Int. Microwave Symp. Digest. 1989. Vol. 1. P. 475–477.
168. *Jakobus U.* Application of numerical techniques based on the method of moments to the solution of a variety of real-world EMC problems // The Int. Journal for EMC. ITEM 2001. P. 98–105.
169. *Seow T.S. et al.* Microwave Testing of a Computer: a Representative Example of the Susceptibility of Commercial System // Digest of EUROEM2000. Edinburgh, Scotland. 30 May – 2 June 2000. P. 14.
170. *Paletta L. et al.* Susceptibility analysis of wiring in a complex system combining a 3-D solver and a transmission-line network simulation // IEEE Trans. Electromagn. Compat. Vol. 44, № 2. May 2002. P. 309–317.
171. *Fortov V.E. et al.* A computer code for estimating pulsed electromagnetic disturbances penetrating into building power and earthing circuits // Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. Feb. 20–22, 2001. P. 37–40.
172. *Messier M.A. et al.* Response of telecom protection to three IEC waveforms // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. Feb. 18–20, 2003. P. 127–132.
173. *Baum C.E.* The role of scattering theory in electromagnetic interference problems // National Conference on Electromagnetic Scattering. University of Illinois at Chicago Circle. June 1976. P. 471–502.
174. *Debnath R., Karve V.W.* A soft systems methodology – system dynamics (SSM–SD) based approach to re-engineering EMI/EMC regulations and standards to counter future terrorist

- threats // Proc. of the 15th Int. Wroclaw Symp. on EMC. June 27–30, 2000. Late Papers. P. 11–20.
175. *Baum C.E.* Maximization of electromagnetic response at a distance // Sensor and Simulation Note 312, October 1988, and IEEE Trans. on EMC, 1992. P. 148–153.
  176. *Baum C.E.* Comparative system response to resonant and unipolar waveforms // Interaction Note 509. November 1994.
  177. *Bunting C.F., Yu S.-P.* Statistical shielding effectiveness – an examination of the field penetration in a rectangular box using modal MOM // Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. August 19–23, 2002. Minneapolis, Minnesota. P. 210–215.
  178. *Ladbury J.M., Lehman T.H., Koepke G.H.* Coupling to devices in electrically large cavities, or why classical EMC evaluation techniques are becoming obsolete // Best paper. Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC. August 19–23, 2002. Minneapolis, Minnesota. P. 648–655.
  179. *Jakobus U.* Application of numerical techniques based on the method of moments to the solution of a variety of real-world EMC problems // The Int. Journal for EMC. ITEM 2001. P. 98–105.
  180. *White D., Atkinson K., Osburn D.* Taming EMI in microprocessor systems // IEEE Spectrum, 1985. Vol. 22, № 12. P. 30–37.
  181. *Clupper T.* A new PCB-level shielding technology // Interference technology. 2003. P. 187–195.
  182. *Krauthauser H.G., Tkachenko S., Nitsch J.* The action of non-linear effects in a resonator // Proc. of General Assembly of URSI, 2002. P. 115–119.
  183. *Яцкевич В.А., Вукулов Ю.Н.* Экраны для защиты от электромагнитных волн СВЧ-диапазона // Сб. науч. докл. IV Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург. 19–22 июня 2001 г. С. 451–454.
  184. *Gazizov T.R.* EMC and safety: gaps in education // Proc. of the Int. Symp. on EMC. September 9–13, 2002. Sorrento, Italy. Vol. 2. P. 1075–1078.
  185. *Gazizov T.R.* Design of Electronic Systems Protected from Electromagnetic Terrorism // Proc. of the 15th Int. Wroclaw Symp. on EMC. Wroclaw, Poland. 27–30 June, 2000. P. 469–472.
  186. *Parfenov Y.V., Zdoukhov L.N., Radasky W.A., Ianoz M.* Conducted IEMI threats for commercial buildings // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. Vol. 46, № 3. August 2004. P. 404–411.
  187. *Messier M.A., Smith K.S., Radasky W.A., Madrid M.J.* Responses of telecom protection to three IEC waveforms // Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on Electromagnetic Compatibility. Zurich, Switzerland. Feb. 18–20, 2003. P. 127–132.
  188. *Weber T., Krzikalla R., ter Haseborg J.L.* Linear and nonlinear filters suppressing UWB Pulses // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. Vol. 46, № 3. August 2004. P. 423–430.
  189. *Бородай П.Н., Тяпин М.С., Мырова Л.Ю., Сахаров К.Ю.* Средства обеспечения стойкости информационных систем к воздействию излучений СШП ЭМИ // Технологии ЭМС. № 2. 2006. С. 59–70.
  190. *Сухоруков С.А.* Помехозащитные устройства ЗАО ЭМСОТЕХ. Технологии ЭМС // № 2. 2005. С. 3–7.
  191. *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.
  192. *Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Bova A.G., Radasky W.A.* Dangerous pulse excitation of coupled lines // Proc. of the 17th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Singapore. 20 February – 3 March, 2006. P. 164–167.

193. *Заболоцкий А.М., Газизов Т.П.* Разложение и восстановление импульса в линиях передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. № 11. 2006. С. 4–7.
194. *Djordjevic A.R., Harrington R.F., Sarkar T.K., Bazar M.B.* Matrix parameters for multi-conductor transmission lines // Dedham, MA: Artech House, 1989.
195. *Газизов Т.П., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М.* Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС // Сб. науч. докл. VI Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург. 21–24 июня 2005 г. С. 160–164.
196. *Griffith J.R., Nakhla M.S.* Time-Domain Analysis of Lossy Coupled Transmission Line // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 38, № 10. October 1990. P. 1480–1487.
197. *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. February 2005. P. 405–416.
198. *Djordjevic A.R., Sarkar T.K.* Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 35, № 10. October 1987. P. 898–907.
199. *Djordjevic A.R., Harrington R.F., Sarkar T.K., Bazar M.B.* Matrix parameters for multi-conductor transmission lines. Dedham, MA: Artech House, 1989.
200. *Газизов Т.П., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М.* Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС// Сб. науч. докл. VI Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург. 21–24 июня 2005 г. С. 160–164.
201. *Газизов Т.П., Газизов Т.Т.* Параметрическая оптимизация генетическими алгоритмами в программных системах электромагнитного моделирования для решения задач безопасности. Материалы Шестой Всероссийской научно–практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск. 2–4 июня 2004 г. С. 110–112.
202. *Мелкозеров А.О., Газизов Т.П.* Структурная оптимизация генетическими алгоритмами системы полуволновых диполей. Материалы Седьмой Всероссийской научно–практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. С. 57–61.
203. *Газизов Т.П., Мелкозеров А.О.* Структурно–параметрическая оптимизация генетическими алгоритмами. Материалы Шестой Всероссийской научно–практической конференции "Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности", г. Томск, 2–4 июня 2004 г. С. 122–124.