

Министерство транспорта Российской Федерации
Федеральное агентство железнодорожного транспорта
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Омский государственный университет путей сообщения»

На правах рукописи

Ряполов Артём Владимирович

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
К ВОЗДЕЙСТВИЮ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ**

Специальность 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Митрохин В. Е.

Омск 2014

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	4
РАЗДЕЛ 1 АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА.....	8
1.1 Анализ случаев повреждений радиоэлектронных устройств железнодорожной автоматики и связи вследствие грозовых и коммутационных процессов	8
1.2 Характеристики импульсных электромагнитных воздействий	14
1.3 Анализ методов защиты радиоэлектронных устройств от импульсных электромагнитных воздействий.....	20
1.4 Анализ методов и стандартов испытания радиоэлектронных устройств на устойчивость к импульсным электромагнитным воздействиям	27
1.5 Анализ использования метода конечных разностей во временной области при расчетах электромагнитных полей	32
1.6 Анализ методов определения наведенных напряжений в кабельных линиях..	38
1.7 Выводы по первому разделу	43
РАЗДЕЛ 2 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ЭКРАНЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И КАБЕЛИ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ	45
2.1 Математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на экран радиоэлектронной аппаратуры.....	45
2.2 Алгоритм расчета эффективности экранирующих оболочек радиоэлектронной аппаратуры.....	55
2.3 Исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на многослойные экранирующие оболочки	59
2.4 Исследование воздействия электромагнитных полей на экранирующие оболочки радиоэлектронной аппаратуры с отверстиями	69
2.5 Математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на линии связи микропроцессорных устройств.....	77
2.6 Алгоритм расчета наведенных токов и напряжений в кабелях конечной длины.....	83
2.7 Исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на кабель конечной длины.....	85
2.8 Выводы по второму разделу	91

РАЗДЕЛ 3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	92
3.1 Имитационное моделирование воздействия импульсного электромагнитного поля на экранированные радиоэлектронные средства.....	92
3.2 Описание экспериментальной установки и измерительного оборудования	96
3.2.1 Генератор импульсов тока с оптическим управлением	96
3.2.2 Трехкомпонентный датчик магнитного поля.....	99
3.3 Исследование воздействия электромагнитного поля на радиоэлектронные платы.....	104
3.4 Определение коэффициента чувствительности кабельной цепи.....	109
3.5 Исследование воздействия импульсного электромагнитного поля на кабельные линии конечной длины	112
3.6 Выводы по третьему разделу	121
РАЗДЕЛ 4 РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННЫХ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА.....	122
4.1 Методика моделирования цифровых и микропроцессорных устройств	122
4.2 Модель микропроцессорного устройства.....	129
4.3 Имитатор помех наносекундной и микросекундной длительности	135
4.4 Исследование воздействия импульсных помех на стабильность работы микропроцессорного устройства.....	142
4.5 Выводы по четвертому разделу	145
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	146
Список литературы	147
Приложение 1	163
Приложение 2	165
Приложение 3	167
Приложение 4	168
Приложение 5	171

ВВЕДЕНИЕ

Применение радиоэлектронной аппаратуры в неблагоприятной электромагнитной обстановке сопряжено с риском сбоя или полного выхода из строя таких устройств. Это становится особенно важным, когда от помехоустойчивости используемых систем зависит какой-либо технологический процесс, а его остановка ведет к серьезным убыткам.

Основным методом защиты аппаратуры и кабельных соединений от внешних электромагнитных полей является экранирование, но существующие расчетные методики определения экранного затухания корпусов и помехоустойчивости кабелей оказываются трудно адаптируемыми для практического использования или имеют определенные допущения, что сказывается на точности результата.

Прогресс в создании компонентов для нужд радиоэлектроники привел к тому, что напряжение питания полупроводниковых микросхем, произведенных по техпроцессу менее 90 нм, снизилось до 1,2 В. Это не могло не повлиять на помехоустойчивость современной цифровой аппаратуры. Там, где системы, произведенные в прошлом, работают удовлетворительно, новые устройства функционируют со сбоями. Поэтому прежде чем внедрять новую аппаратуру для решения ответственных задач, на этапе разработки или при вводе в эксплуатацию необходимо полноценно оценить помехоустойчивость функционирования при воздействии внешних электромагнитных полей.

Цель диссертационной работы: усовершенствовать расчетные методы оценки помехоустойчивости радиоэлектронных средств при воздействии импульсных электромагнитных полей и разработать методы имитационного моделирования импульсных помех, воздействующих на цепи радиоэлектронных устройств.

Задачи диссертационного исследования:

1. разработать математическую модель и алгоритм расчета эффективности экранирования радиоэлектронных средств к импульсным электромагнитным полям с учетом многослойной структуры материала экрана и неоднородностей в виде отверстий;
2. разработать метод и алгоритм вычисления уровней помех в информационных цепях экранированных кабелей конечной длины при влиянии импульсного электромагнитного поля;

3. провести расчетную и экспериментальную оценку уровней индуцированных напряжений в экранированных кабелях конечной длины при воздействии импульсного электромагнитного поля;

4. разработать методику программного моделирования цифровых и микропроцессорных устройств, выполненных по технологии КМОП, позволяющей оценивать устойчивость работы при возникновении импульсных помех в цепях устройства;

5. разработать имитаторы помех для испытания радиоэлектронной аппаратуры к воздействию мощных импульсных электромагнитных полей, а также импульсных помех, индуцируемых в цепях аппаратуры.

Объектом исследования является электромагнитная совместимость (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры, применяемой в сложной электромагнитной обстановке.

Предметом исследования являются радиоэлектронные устройства, построенные на базе цифровых и микропроцессорных элементов, межблочные соединения, экранирующие оболочки аппаратуры, кабели связи.

Методы исследования. В диссертационном исследовании применялись методы расчета на основе преобразований Фурье и Лапласа, обработки дискретных сигналов, численного решения уравнений Максвелла; методы имитационного моделирования с использованием языков программирования MATLAB и VHDL, а также экспериментальное исследование реальных объектов.

Научная новизна работы:

1. предложена математическая модель проникновения импульсной электромагнитной волны внутрь экрана аппаратуры, отличающаяся тем, что учитывается его многослойность и наличие неоднородностей в виде отверстий;

2. предложен метод расчета напряжений и токов, наведенных импульсным электромагнитным полем в экранированном кабеле конечной длины, отличающийся тем, что в нем учитывается наличие или отсутствие заземления экрана по концам;

3. разработан имитационный метод испытания помехоустойчивости радиоэлектронных устройств с использованием программных моделей цифровых и микропроцессорных компонентов и внешнего имитатора помех.

Достоверность научных положений тем, что теоретические исследования воздействия импульсных электромагнитных полей на экранирующие оболочки радиоэлектронной аппаратуры и кабели связи основаны на широко известных ме-

тодах расчета; экспериментальные исследования влияния импульсных электромагнитных полей на кабели конечной длины в лабораторных условиях и на реальных объектах проведены с использованием сертифицированного и поверенного оборудования; по результатам экспериментов воздействия импульсных электромагнитных полей на кабели конечной длины выяснено, что уровень помех, индуцируемых в информационных жилах симметричного кабеля, согласуется с результатами, полученными в ходе расчета с погрешностью не более 10 %.

Практическая значимость:

1. разработаны методика и алгоритм расчета проникновения электромагнитной волны внутрь экрана аппаратуры с учетом многослойности и неоднородности его структуры;

2. разработаны методика и алгоритм расчета воздействия импульсного электромагнитного поля на экранированный кабель конечной длины;

3. разработана программная библиотека КМОП-компонентов и модель микропроцессорного устройства для оценки воздействия импульсных помех в цепях радиоэлектронных устройств, защищенная свидетельством о гос. регистрации программ для ЭВМ;

4. разработан генератор импульсов тока с оптическим управлением, позволяющий проводить испытания радиоэлектронной аппаратуры на ЭМС согласно ГОСТ Р 50649 – 94 (МЭК 1000-4-9 – 93). Данная разработка защищена патентом на полезную модель;

5. разработан имитатор помех наносекундной и микросекундной длительности, позволяющий проводить испытания на сбоеустойчивость для электронных плат, содержащих в своем составе цифровые и микропроцессорные элементы.

Положения, выносимые на защиту:

1. разработка методики оценки эффективности экрана радиоэлектронной аппаратуры и защищенности экранированных кабелей конечной длины;

2. разработка с использованием языка программирования VHDL библиотеки КМОП устройств, позволяющей имитировать воздействие импульсных помех на микропроцессорные элементы радиоэлектронных систем и моделирование работы встроенного программного обеспечения микропроцессорной системы;

3. разработка имитационного метода испытания, позволяющего оценить помехозащищенность узлов радиоэлектронных устройств.

Реализация результатов работы. Основные результаты диссертационного исследования были использованы при выполнении научно-исследовательских ра-

бот совместно с ОАО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» в 2010 и 2013 годах. Практические наработки, полученные в ходе диссертационного исследования, внедрены в дисциплины «Линии железнодорожной автоматики, телемеханики и связи», «Электромагнитная совместимость» и «Специальные измерения» кафедры «Инфокоммуникационные системы и информационная безопасность» Омского государственного университета путей сообщения.

Апробация работы. Основные результаты работы обсуждались на конференциях «Инновации для транспорта» (Омск, 2010 г.); «Научные исследования и их практическое применение. Современное состояние и пути развития» (Одесса, 2012 г.); «Научно-технические проблемы транспорта, промышленности и образования» (Хабаровск, 2012 г.); II Международной научно-технической конференции ВТТВ РЭС (Омск, 2013 г.); IX семинаре Омского научно-исследовательского института приборостроения «Перспективы развития техники радиосвязи» (Омск, 2013 г.); XI Научно-техническом семинаре «Перспективы развития науки и техники радиосвязи» (Омск, 2014 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликованы 12 печатных работ, из них пять публикаций в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК. Получены патент на полезную модель и свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы и 5 приложений. Работа изложена на 172 листах печатного текста.

РАЗДЕЛ 1

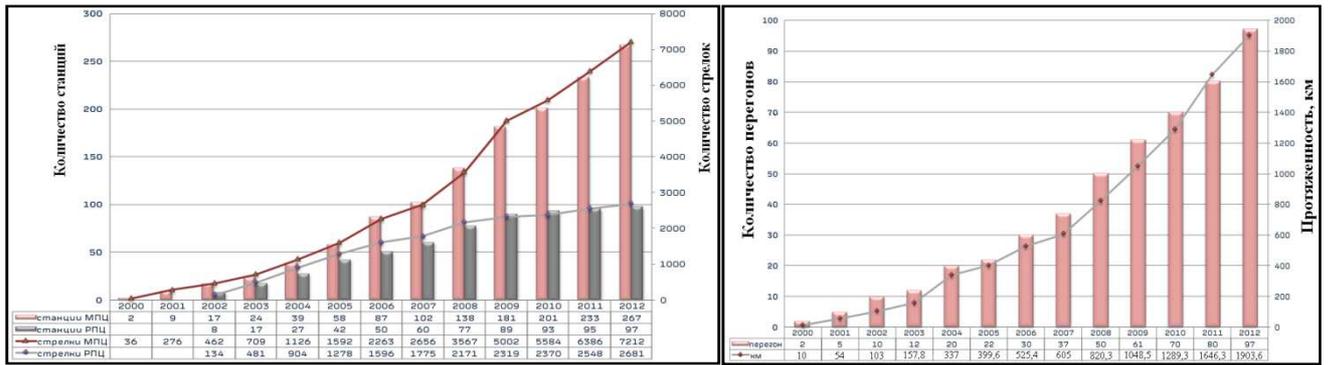
АНАЛИЗ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

1.1 Анализ случаев повреждений радиоэлектронных устройств железнодорожной автоматики и связи вследствие грозовых и коммутационных процессов

Электрифицированная железная дорога – это один из сложнейших объектов с точки зрения электромагнитной совместимости. Наиболее опасными для чувствительной радиоэлектронной аппаратуры связи и автоматики являются воздействия вследствие прямых ударов молнии в высоковольтные линии электроснабжения, контактную сеть, цепи сигнализации и связи, и ударов молнии в близлежащие заземленные сооружения, которые вызывают появление индуктированных перенапряжений [5]. Другими опасными источниками индуктированных помех и перенапряжений являются короткие замыкания в системах тягового электроснабжения и на электроподвижном транспорте [96 – 99]. Поэтому на примере систем железнодорожной инфраструктуры можно наглядно проследить результаты воздействия мощных электромагнитных полей на чувствительную радиоэлектронную аппаратуру.

В настоящее время на сети железных дорог взамен устаревших релейных систем централизации внедряются радиоэлектронные системы с микропроцессорным и релейно-процессорным управлением (МПЦ, РПЦ). По состоянию на 1 января 2013 года процентное соотношение внедренных систем по отношению к общему количеству систем электрической централизации составляет: МПЦ – 4,98 %, РПЦ – 1,81 %. Помимо станционных систем, внедряются перегонные системы нового типа на электронной и микропроцессорной базе (КЭБ-1, КЭБ-2, АБТЦ). Динамика ввода в эксплуатацию новейших радиоэлектронных систем автоматики представлена на рисунке 1.1.

По состоянию на 1 января 2013 года новейшими перегонными системами были оснащены 97 перегонов с общей протяженностью железнодорожного пути 1903,6 км. Согласно стратегии развития железнодорожного транспорта до 2030 года износ систем электрической централизации и систем автоблокировки достигает до 50 %. Таким образом, внедрение микропроцессорных систем автоматики в дальнейшем неизбежно.

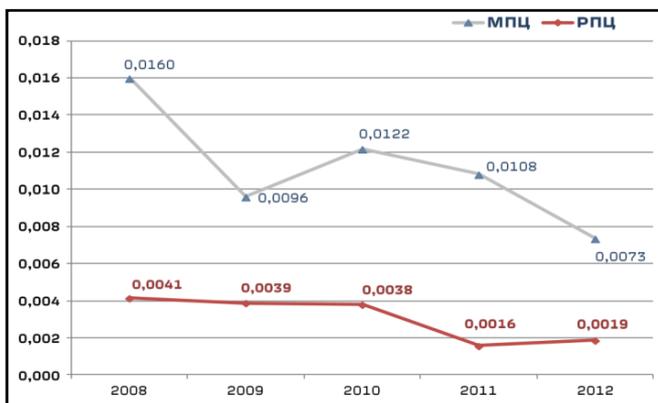


а

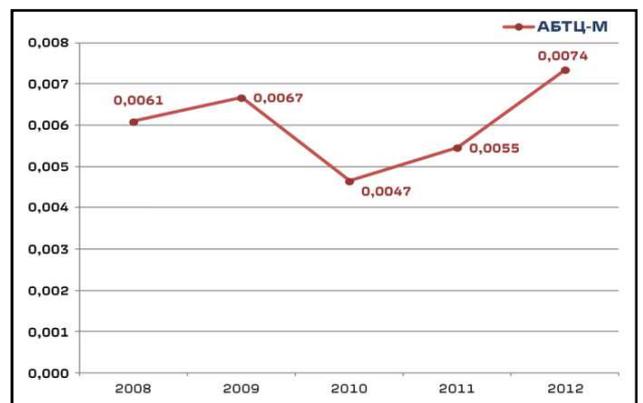
б

Рис. 1.1 Внедрение новейших радиоэлектронных систем на сети железных дорог:
а – МПЦ и РПЦ; б – АБТЦ

Но процесс внедрения новых систем сопровождается значительным количеством отказов. За последние несколько лет уже были зафиксированы случаи выхода из строя аппаратно-программных средств МПЦ, РПЦ и АБТЦ: в 2010 году – 83 случая, 2011 год – 82 отказа, 2012 год – 72 отказа. Динамика удельного показателя отказов в станционных и системах МПЦ, РПЦ и АБТЦ показана на рис. 1.2.



а



б

Рис. 1.2. Динамика изменения удельного показателя отказов:

а – по станционным системам в расчете на 1 стрелку; б – по перегонным системам в расчете на 1 км пути

Причинами отказов являются неправильные действия обслуживающего персонала, несоблюдение условий эксплуатации (до 54%), отказы napольного оборудования, отказы электропитания и т.д. (до 30%), но среди ряда причин особо выделяют воздействие грозовых и коммутационных перенапряжений, которые

значительно увеличивают число повреждений в весенне-летний сезон: 8,3% в 2011 году, 7,7% – в 2012 (рис. 1.3).

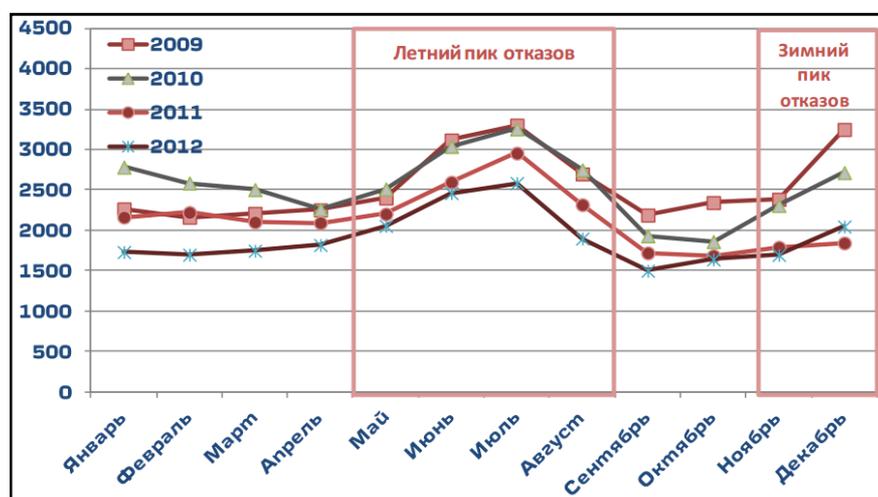


Рис. 1.3. Распределение количества отказов радиоэлектронных систем железнодорожной автоматики по месяцам

В табл. 1.1 приведены некоторые из случаев повреждений радиоэлектронной аппаратуры железнодорожной автоматики, в том числе в составе микропроцессорных систем по причине перенапряжений в течении 2011-2012 годов.

Таблица 1.1

Случаи отказов радиоэлектронной аппаратуры железнодорожной автоматики

Аппаратура	Количество отказов	
	2011	2012
Аппаратура систем счета осей	33	2
Аппаратура ТРЦ	29	32
Выпрямители	27	28
Блоки элементов бесконтактных (БК, БКР, БКШ, БДС, БВС, БД, БДР, БВШ)	49	30
Аппаратура ДК/ДЦ	27	17
Блоки КЭБ	н/д	9
Бесконтактный коммутатор тока	13	12
Платы МПЦ	2	н/д

В хозяйстве связи на сети железных дорог регулярно фиксируются сбои телекоммуникационного оборудования. На рис. 1.4 представлена годовая сводка аварий аппаратуры оперативно-технологической связи Красноярской железной дороги, зафиксированная в 2011 году. Отказы возникают как для заново смонтированного оборудования (ошибки в ПО, неисправные комплектующие), так и для

используемого оборудования (грозовые перенапряжения, сбои электроснабжения, неисправности аппаратуры и линий связи, сбои ПО). Как видно из диаграммы, сбои ПО составляют более четверти всех регистрируемых аварий (33%), в то время как необратимые отказы составляют 25% от общего количества.



Рис. 1.4. Диаграмма аварий оборудования ОТС на Красноярской ж.д. за 2011 год

На рис. 1.5 представлена диаграмма отказов оборудования оперативно-технологической связи РЦС-1 Зап.-Сиб. ж.д. (Омская область), собранная в течение 2009-2012 годов. Из нее также видно, что количество сбоев программного имеет наибольшее значение и составляет почти 50%. Среди сбоев ПО выделяются те, которые были устранены только программной перезагрузкой или перезагрузкой по питанию. Особо выделяются сбои, возникшие вследствие грозовой активности. Также присутствуют сбои ПО, после которых произошло самовосстановление системы.

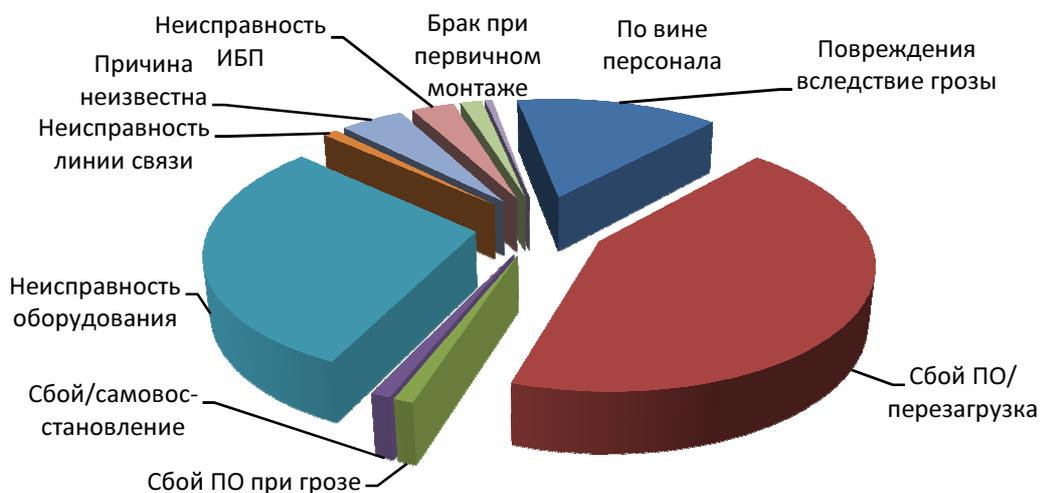


Рис. 1.5. Диаграмма аварий оборудования ОТС Западносибирской ж.д. за три года

Природа возникновения программных сбоев может быть самой различной: во-первых, недостаточная проработанность ПО на этапе разработки, во-вторых, ошибки персонала при настройке, нестабильность электропитания, внешние электромагнитные воздействия и др [108].

Поскольку аппаратура оперативно-технологической связи (ОТС) эксплуатируется в непосредственной близости к сильноточным цепям (контактная сеть), и были замечены явные факты нарушения работы систем во время грозовой активности, можно сделать вывод, что неблагоприятная электромагнитная обстановка значительно влияет на стабильность функционирования цифровой аппаратуры. В табл. 1.2 представлены выдержки из журнала аварий оперативно-технологической связи в течение одного месяца, зафиксированных в Омском отделении Западносибирской железной дороги.

Таблица 1.2

Примеры аварий оборудования ОТС, связанные с грозовой активностью

Дата и время	Место	Вид аварии	Проявление отказа	Предпринятые меры
10.06.12 14:28	Карбышево 1, Пост ЭЦ	Сбой/Перезагрузка	Во время грозы отключился по питанию конвертер ССПС-128	Перезагрузили конвертер по питанию, работа конвертера восстановилась
10.06.12 19:33	Называевская, Пост ЭЦ	Сбой/Перезагрузка	Кратковременное (12 сек.) пропадание потока ССПС. Во время грозы конвертер самопроизвольно перезагрузился.	Работа конвертера самовосстановилась.
18.06.12 14:44	Пикетное, Пассажирское здание	Сбой/Перезагрузка	Потеря сигнала физического интерфейса (10 сек.). По станции Пикетное произошла перезагрузка конвертера ССПС № 505. Особые метеоусловия, гроза.	Осмотр оборудования по ст. Пикетное, работает исправно. Аварийной сигнализации нет.
18.06.12 15:31	Кормиловка, Пассажирское здание	Сбой/Перезагрузка	Сбой ПО конвертора ССПС № 325 по ст. Кормиловка во время грозы. Нет возможности удаленно зайти в ССПС 325.	После перезагрузки ССПС по питанию, связь восстановилась.

Грозовые разряды являются одним из возможных источников поражения чувствительной электроаппаратуры. Предыдущие годы, когда основой элементной базы для систем автоматики на сети железных дорог являлись реле, повреждения возникали вследствие термических разрушений от токов молнии при прямом ударе. На данный момент релейные схемы по-прежнему эксплуатируются, но также набирает темп внедрение бесконтактных и микропроцессорных систем, для которых опасность могут представлять индуктированные воздействия от разряда молнии.

Как показывает разбор случаев аварий на электрифицированной ж.д., часто повреждения случаются по причине импульсных воздействий при наличии других факторов. Например, импульсные перенапряжения, приходящие по цепям питания, могут привести к пробоем или образованию дуги, и через этот путь протекания тока постоянно приложенное напряжение питания будет термически разрушать элементы.

В приложении 1 представлены платы, содержащие в своем составе чувствительные микропроцессорные компоненты, после возникновения перенапряжений по внешним цепям. На рис. П.1.1 представлена плата индуктивно-проводного датчика (ИПД), входящего в состав системы горочной централизации. После удара молнии в контактную сеть в нескольких десятках метров от установки вышло из строя шесть таких устройств. Отказ заключался в неправильном исполнении встроенной программы. Только по повреждению оптрона на единственной из шести плат, удалось выявить путь проникновения напряжения от индуктированного воздействия. В данном случае элементы защиты и оптическая развязка не спасли от повреждения. В результате произошел многочасовой простой горки.

На рис. П.1.2 приведены платы оперативно-технологической связи, поврежденные перенапряжениями, возникшими на линейных входах. Здесь отчетливо видны прожоги дорожек платы и термическое разрушение интегральных схем.

На рис П.1.3 показано разрушение микропроцессорной платы в составе аппаратуры «Барьер-АБЧК». Это аппаратура, защищающая от грозовых и коммутационных перенапряжений с возможностью контроля устройств защиты, в этом случае пострадала сама.

1.2 Характеристики импульсных электромагнитных воздействий

Импульсным электромагнитным воздействиям не случайно уделяется повышенное внимание. При контакте с радиоэлектронными устройствами импульсные электромагнитные поля обладают повышенной проникающей способностью, за счет наличия целого спектра частот. В проводных линиях связи и электропитания импульсные электромагнитные воздействия проявляются в виде бросков тока и напряжения, источником которых является внешнее электромагнитное поле или влияние соседних электротехнических систем и устройств.

Опасность представляют мощные электромагнитные помехи. Воздействие большой мощностью в течение короткого периода времени может нарушить работу аппаратуры, привести к потере информации или, в худшем случае, к перманентному отказу. В области защиты от мощных электромагнитных воздействий накоплен значительный опыт, но отказы и аварии по этой причине происходят все время. Далеко не всегда удается предугадать условия, момент и источник воздействия.

В радиоэлектронную аппаратуру проникновение осуществляется: полемым способом через корпуса-экраны, особенно отверстия и неоднородности; в виде индуктированных напряжений и токов на антенно-фидерных устройствах, кабельных и межблочных соединениях; в виде перенапряжений, поступающих из сети электропитания или по системе заземления [61, 62].

К импульсным процессам, способным привести к появлению мощных импульсных помех относятся [33]:

- а) переключения в мощных системах электроснабжения, например, коммутация конденсаторных батарей;
- б) переключения в системах электроснабжения малой мощности в непосредственной близости от радиоэлектронной аппаратуры или изменения нагрузки в электрических распределительных системах;
- в) резонансные колебания напряжения в электрических сетях, обусловленные работой переключающих приборов, таких как тиристоры, игнитроны;
- г) повреждения в системах, такие как короткие замыкания на землю, замыкание на рельс контактной сети ж.д., дуговые разряды в электрических установках;
- д) прямой удар молнии в элементы конструкции или внешние цепи;

е) индуцированное воздействие молнии (разряд между облаками, удар в объект, находящийся по соседству) приводящее к появлению наведенных токов и напряжений во внешних и внутренних цепях;

ж) удар молнии в землю: разрядный ток, протекая в грунте, создает большую разность потенциалов между элементами системы, например между заземляющими устройствами;

з) срабатывание устройств защиты, приводящее к появлению перенапряжений во внутренних цепях.

и) коронные разряды в линиях высокого напряжения;

к) работа высоковольтных установок для научных и технологических целей.

Вопросы воздействия молнии на электротехнические устройства и радиоэлектронную аппаратуру рассмотрены в работах [5, 45, 61, 62, 97, 99]. Разряд молнии, как естественный источник мощного электромагнитного влияния характеризуется крутизной нарастания тока порядка 5 кА/мкс (рис. 1.6). Наиболее часто наблюдаются токи молнии амплитудой до 50 кА. Продолжительность главного разряда составляет 20-80 мкс, после которого наблюдается стадия послесвечения, во время которой ток в канале молнии держится на уровне сотен ампер. Помимо крайне высокого значения тока разряда опасным фактором является возможность неоднократного удара, когда несколько разрядов следуют друг за другом с интервалом 30-50 мс.

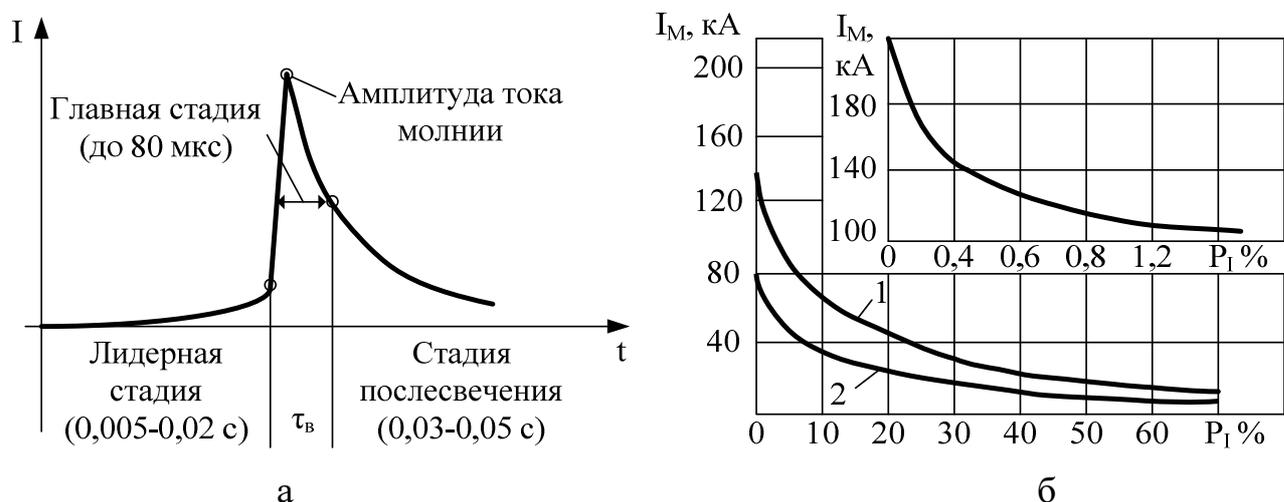


Рис. 1.6. Характеристики токов молнии: а – временная зависимость; б – кривые вероятности для равнинной местности (1) и для гористой местности (2)

Следует отметить, что грозовые разряды, возникающие между облаками, имеют несколько другие характеристики, чем разряды в землю. В этом случае спектр импульса разряда шире и может иметь частоты вплоть до 10 МГц.

Переходные процессы и аварии в контактных сетях железных дорог, высоковольтных установках и ЛЭП, как источники перенапряжений и мощных электромагнитных полей рассмотрены в работах [44 – 46, 53, 61, 62, 66, 96, 97, 128]. На рис. 1.7 показан пример короткого замыкания в контактной сети постоянного тока и наведенное напряжение в близлежащей проводной линии связи. Наведенное напряжение образуется как при возрастании, так и при уменьшении влияющего тока к.з. При коммутационных процессах импульсные помехи образуются сериями: от нескольких импульсов до нескольких тысяч за одну коммутацию.

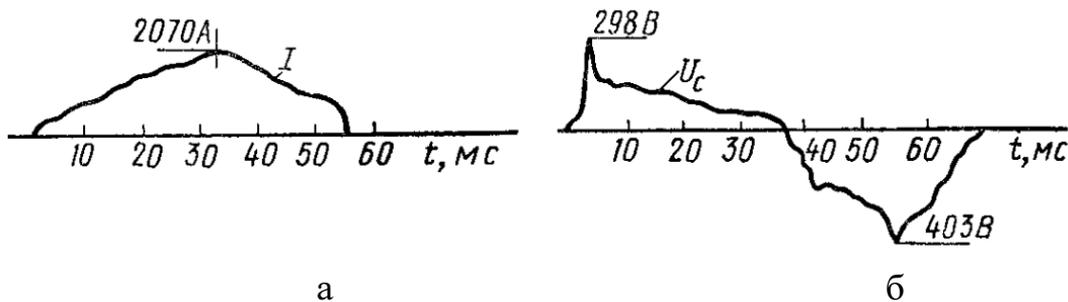


Рис. 1.7. Пример зависимостей тока короткого замыкания в контактной сети (а) и наведенного напряжения в близлежащей линии связи (б)

Кроме указанных видов импульсных электромагнитных воздействий выделяют класс помех от источников преднамеренного излучения. [14, 61, 62, 66, 127, 128, 132].

Искусственные воздействия могут иметь преднамеренный и непреднамеренный характер. Одним из классов источников преднамеренных электромагнитных воздействий является радиочастотное оружие [3, 14, 116]. Радиочастотное оружие способно кратковременно излучать с мощностью от мегаватт до гигаватт. Оно может применяться вооруженными силами в противовоздушной обороне, для нарушения связи противника, против наземной, воздушной и космической техники и т.д. Повсеместное использование полупроводниковой техники привело к тому, что такой вид оружия может быть использован в террористической и подрывной деятельности для нарушения работы компьютеров, средств связи, аппаратуры транспорта, энергообеспечения и т.п. [141, 155]. Радиочастотное оружие может формировать единичный мощный импульс, генерировать в импульсы с некоторой частотой, либо работать в непрерывном режиме (рис. 1.8). Частота формируемого излучения может лежать в мегагерцовом и гигагерцовом диапазонах.

Другим источником преднамеренного импульсного электромагнитного воздействия является ядерный взрыв [80, 101, 127, 132]. Специфика электромагнитного импульса ядерного взрыва в том, что он оказывает действие на значительной

площади. Процесс длится примерно 100 нс, и при этом создаются электромагнитные поля, сравнимые по значениям с полями близкого удара молнии. Особо опасным с точки зрения электромагнитной совместимости является высотный ядерный взрыв на высоте более 60 км. В этом случае на поверхности земли не проявляются тепловая и ударная волны, но на расстоянии нескольких сотен и тысяч километров возникает мощное электромагнитное поле наносекундной длительности, которое способно проникать за экранированный корпус аппаратуры и вызывать большие наведенные напряжения в кабельных линиях.

В табл. 1.3 приведены сравнительные параметры электромагнитных импульсов различной природы.

Таблица 1.3

Параметры электромагнитных импульсов различной природы

Параметр	Источник импульса			
	Молния, расстояние от места удара, м		Разряд статического электричества, расстоянии от канала разряда, см	
	10	100	10	20
Е, кВ/м	сотни	40	4	1
Н, А/м	тысячи	160	15	4
Время нарастания импульса t_r , нс	Десятки-тысячи		0,2-20	
Частотный спектр	1 кГц – 5 МГц		до 1 ГГц	
Область действия	Локальная, несколько км		Точечная, несколько см	
Параметр	Источник импульса			
	Коммутационный процесс в электроэнергетических устройствах на расстоянии 10 м от устройства	Ядерный взрыв		
		Высота взрыва 0-2 км	Высота взрыва более 40 км	
Е, кВ/м	1-100	100	30-60	
Н, А/м	до 300	до 1000	до 130	
Время нарастания импульса t_r , нс	10-50		5-8	
Частотный спектр	1– 100 МГц		0,1-100 МГц	
Область действия	Локальная, десятки м		Региональная, континентальная, сотни км	

К третьей группе источников относятся радиопередающие и радиолокационные системы. Современные радары работают как в мегагерцовом диапазоне – загоризонтные РЛС, так и в гигагерцовом диапазоне вплоть до 30 ГГц: воздушные, морские РЛС, метеорологическое оборудование и т.д. [66]. РЛС работают в

импульсном режиме, передавая широкополосные и сверхширокополосные радиоимпульсы (рис. 1.2.3). Мощность РЛС достигает 10 МВт, а напряженность электрического поля на расстоянии 200 м порядка 110 В/м.

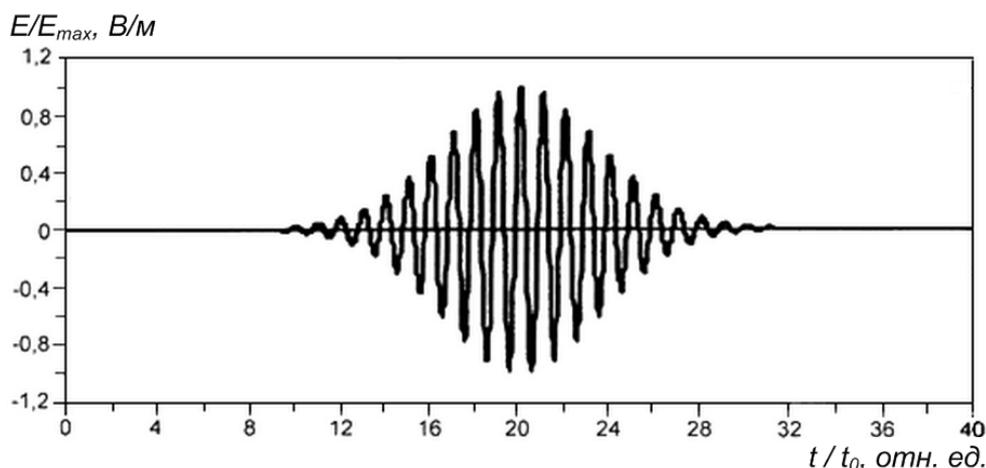


Рис. 1.8. Радиочастотный импульс большой мощности

Примером радиопередающих средств, работающих в импульсном режиме, являются системы с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM). Передача радиоимпульсов применяется для расширения базы сигнала и организации множественного доступа.

В диссертационной работе вопросы защиты от преднамеренных воздействий не рассматриваются, но для них характерно то же самое, что и для электромагнитных полей непреднамеренного и естественного происхождения.

В зависимости от мощности электромагнитного поля, можно выделить три возможных варианта воздействия на чувствительную электронную аппаратуру:

а) помехи относительно низкого уровня, меньше или соизмеримые с рабочими уровнями напряжений и токов в аппаратуре. Возможным негативным проявлением может стать искажение полезных сигналов, если спектр помехи пересекается со спектром сигнала;

б) помехи более высокого уровня, превышающие рабочий диапазон элементов аппаратуры. Такие помехи не приводят к отказам, но могут кратковременно изменять характеристики устройства, приводя к непредсказуемым результатам. Наиболее ожидаемое проявление такого воздействия на цифровую и микропроцессорную аппаратуру – это сбой в работе;

в) мощные электромагнитные помехи, приводящие к необратимым отказам аппаратуры вследствие разрушения чувствительных компонентов. В таблице 1.4 приведены диапазоны энергии повреждения некоторых радиоэлектронных элементов [46, 117, 160].

Энергия разрушения радиоэлектронных компонентов

Тип элемента	Энергия, мкДж
Точечные полупроводниковые диоды	0,7 – 12
Интегральные микросхемы	5 – 10
Транзисторы	20 – 1000
Диоды: переключательные; выпрямительные	70 – 100 500 – 1000
Конденсаторы	50 – 3500
Реле	$(2 - 100) \times 10^3$
Резисторы 0,25 Вт	10^4

На рис. 1.9 представлена зависимость напряжения питания интегральных микросхем от техпроцесса производства полупроводниковых элементов [172, 173]. Из рисунка видно, что допустимо отклонение в диапазоне $\pm 5\%$ от номинального значения. Так для современных ПЛИС, работающих от напряжения 1,2 В, запас составляет всего 120 мВ.

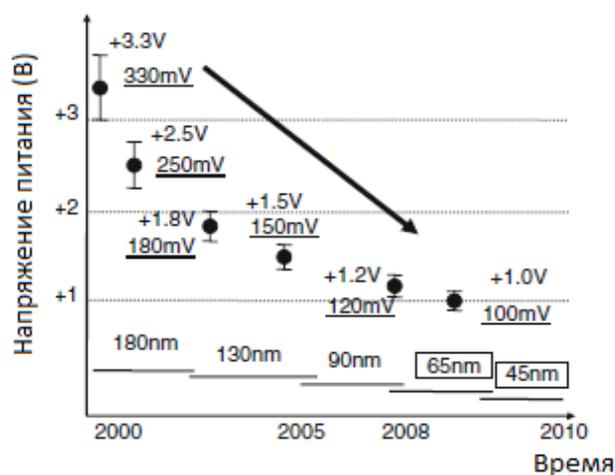


Рис. 1.9. Уменьшение напряжения питания полупроводниковых устройств в зависимости от техпроцесса

1.3 Анализ методов защиты радиоэлектронных устройств от импульсных электромагнитных воздействий

Вопросы помехозащищенности, повышения надежности функционирования и устойчивости радиоэлектронных средств различного назначения к воздействию мощных электромагнитных полей, в т.ч. импульсных, подверглись комплексному изучению в работах Воршевского А. А., Гурвича И. С., Довбыша В. Н., Евсеева И. Г., Жгуна Д. В., Иванова В. А., Кравченко В. И., Кужекина И. П., Отт Г., Седельникова Ю. Е., Уайта Д., Хабигера Э., Черепанова В. П., Шваба А. Й. и др. [22, 25, 38, 44–46, 48, 61, 62, 66, 77, 83, 117, 122 – 125, 127, 129, 132, 166].

Все методы защиты можно разделить на группы: конструкционные, схемотехнические и структурно-функциональные.

Основным конструкционным методом защиты радиоэлектронной аппаратуры от воздействия внешних электромагнитных полей является экранирование. Вопросы применения металлических оболочек в качестве защитных экранов рассматривали в своих трудах ученые: Аполлонский С. М., Васильев В. В., Гроднев И. И., Каден Г., Полонский Н. Б., Рогинский В. Ю., Чернушенко А. М., Кравченко В. И., Шапиро Д. Н., Богуш В. А., Воробьев Е. А., Барнс Дж., Отт Г. [1, 2, 6, 14, 19, 21, 37, 50, 83, 88, 102, 103, 131]. Также некоторым техническим проблемам расчета, разработки и использования экранирующих оболочек посвящены статьи [82, 100, 118, 158].

Экраны по материалу изготовления классифицируются на металлические и неметаллические. К металлическим экранам относятся неферромагнитные, ферромагнитные, многослойные и электрически неоднородные оболочки. Неметаллические экраны – это оболочки, изготовленные из композиционных материалов, посредством напыления или нанесения проводящей краски [14, 86].

Экраны из неферромагнитных материалов, таких как медь и алюминий, обладают высокой проводимостью и их защитные свойства проявляются за счет большой разницы между волновыми сопротивлениями оболочки и окружающего пространства, например, воздуха. Экранирование происходит преимущественно за счет отражения электромагнитных волн. Ферромагнитные оболочки обладают большой магнитной проницаемостью, что увеличивает поглощающую способность. Ферромагнитные экраны при больших амплитудах воздействующего поля насыщаются, и эффективность экранирования снижается. Этот недостаток пре-

одолевается в многослойных экранирующих оболочках, где используется чередование слоев из магнитных и немагнитных материалов [37, 62].

Параметрами, характеризующими эффективность экранирования, являются коэффициент экранирования и экранное затухание. Коэффициент экранирования показывает насколько отличается напряженность поля в точке пространства при наличии экрана и без него [1, 2, 50, 131]:

$$S = E^{\text{э}}/E = H^{\text{э}}/H, \quad (1.1)$$

где $E^{\text{э}}, H^{\text{э}}, E, H$ – напряженности электрической и магнитной компонент поля при наличии экрана и при отсутствии соответственно.

В электронной технике имеют широкое применение три основные конструктивные разновидности экранов: плоские, цилиндрические и сферические. Для них коэффициент экранирования может быть определен по формуле [37]:

$$S = S_{\Pi} S_O = \frac{1}{ch(\gamma_M t)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{Z_D}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_D} \right) th(\gamma_M t)}, \quad (1.2)$$

где S_{Π}, S_O – коэффициенты экранирования за счет поглощения и отражения; $\gamma_M = \sqrt{i\omega\mu\sigma}$ – коэффициент распространения в металле; t – толщина экрана; Z_D – волновое сопротивление диэлектрика, окружающего металлический экран; $Z_M = \sqrt{i\omega\mu/\sigma}$ – волновое сопротивление металла.

Экранное затухание, как сумма затухания поглощения $A_{\text{э}}^{\Pi}$ и затухания отражения $A_{\text{э}}^O$, рассчитывается по формуле [37]:

$$A_{\text{э}} = A_{\text{э}}^{\Pi} + A_{\text{э}}^O = 20 \lg \left| \frac{1}{S} \right| = 20 \lg |ch(\gamma_M t)| + 20 \lg \left| 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{Z_D}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_D} \right) th(\gamma_M t) \right|. \quad (1.3)$$

Расчет параметров экранирования для магнитного, электрического поля и плоской электромагнитной волны осуществляется одинаково. Отличие лишь в значении сопротивления диэлектрика. Применительно к экранам цилиндрической формы, сопротивления диэлектрика равны [37]:

для магнитного поля –

$$Z_D^H = Z_0 i \pi \gamma_D r_{\text{э}} \cdot I_1(\gamma_D r_{\text{э}}) \cdot H_1(\gamma_D r_{\text{э}}); \quad (1.4)$$

для электрического поля –

$$Z_D^E = Z_0 i \pi \gamma_D r_{\text{э}} \cdot I_1'(\gamma_D r_{\text{э}}) \cdot H_1'(\gamma_D r_{\text{э}}), \quad (1.5)$$

где $Z_0 = Z_{д}^{EH} = \sqrt{\mu / \varepsilon} = 376,7$ Ом – сопротивление свободного пространства; $\gamma_{д} = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$ – коэффициент распространения в диэлектрике; r_3 – внутренний радиус экрана; I_1, H_1, I_1', H_1' – цилиндрические функции первого (Бесселя) и третьего (Ханкеля) рода и их производные соответственно.

В случае падения плоской волны на границу раздела диэлектрик / металлический экран, сопротивления диэлектрика равно Z_0 .

Методы расчета экранов основываются на непосредственном решении уравнений Максвелла, поэтому аналитические выражения коэффициентов экранирования найдены для экранов простейших форм: бесконечный цилиндр, сфера, бесконечная плоскость. Соотношение коэффициентов экранирования для плоского, цилиндрического и сферического экранов примерно равно [37]:

$$S^П : S^Ц : S^С = 1:2:3. \quad (1.6)$$

В случаях, когда экранирующая оболочка имеет более сложную форму, в большинстве работ [1, 2, 19, 37, 50, 131], рекомендуется упростить форму экрана до одной из вышеназванных, но эквивалентного объема. Такое допущение вносит существенную погрешность в расчеты. Более того, приведенные выше расчетные выражения (1.2-1.6) описывают ситуацию, когда экран является сплошной металлической конструкцией. В практически любой аппаратуре есть технологические отверстия, через которые заводятся кабели питания, связи или осуществляется вентиляция. Наличие отверстий, щелей и зазоров снижает эффективность экранирования. Чем выше частота воздействующего поля, тем сильнее оно проникает в объем, ограниченный экраном. Для полей СВЧ диапазона любое отверстие становится щелевой антенной.

При оценке эффективности экранирования от импульсных электромагнитных полей расчет усложняется, поскольку импульс содержит целый спектр частот, которые с разной степенью проникают за пределы проводящей оболочки. Здесь требуется использовать специальные методы: спектральный анализ, операционное исчисление, импульсные функции экрана [19, 61, 62]. Для неоднородных полей и экранов сложной формы расчет на основе аналитических выражений становится затруднителен. В этом случае более точные результаты можно получить, используя численные методы расчета.

Другим конструкционным методом защиты радиоэлектронной аппаратуры является заземление [6, 56, 58, 125, 131]. Чтобы уменьшить возможные помехи между узлами, стараются заземлить корпуса аппаратуры и экраны подключаемых

кабелей. Заземление эффективно применяется в совокупности с экранированием, являясь цепью стекания лишних зарядов и наводимых токов с экрана [37, 50].

Ввиду того, что заземляющие проводники обладают некоторым сопротивлением, цепь заземления может становиться источником помех. При протекании тока между точками цепи заземления появляется падение напряжения. Заземляющее устройство, находящееся в земле, показывает разное сопротивление растеканию тока для различных частот. И оно резко увеличивается с ростом частоты. В случае короткого замыкания или разряда молнии спектр импульса может простирается вплоть до нескольких мегагерц. В такой ситуации потенциал земли, для устройств, подключенных к одной шине заземления, может подняться до киловольтных значений. На пути волны тока меньшим сопротивлением может обладать «удаленная земля» нейтраль сети электропитания или проводные линии связи. Поэтому мощная импульсная помеха может распространяться за пределы цепи заземления, нередко приводя к термическим разрушениям элементов. Примеры таких случаев показаны в приложении 1.

Защита портов электропитания, связи и управления от электрического пробоя и последующего температурного разрушения вследствие индуктированного влияния импульсного электромагнитного поля большой напряженности на проводные линии, возлагается на ограничители от перенапряжений [23, 45, 127, 129, 143]. Такими элементами являются разрядники, выравниватели, варисторы, стабилитроны, быстродействующие защитные TVS диоды. Эти элементы обладают различными скоростями срабатывания, допустимыми напряжениями и температурной стойкостью, поэтому они часто комбинируются, образуя многокаскадную защиту (рис. 1.10) [127].

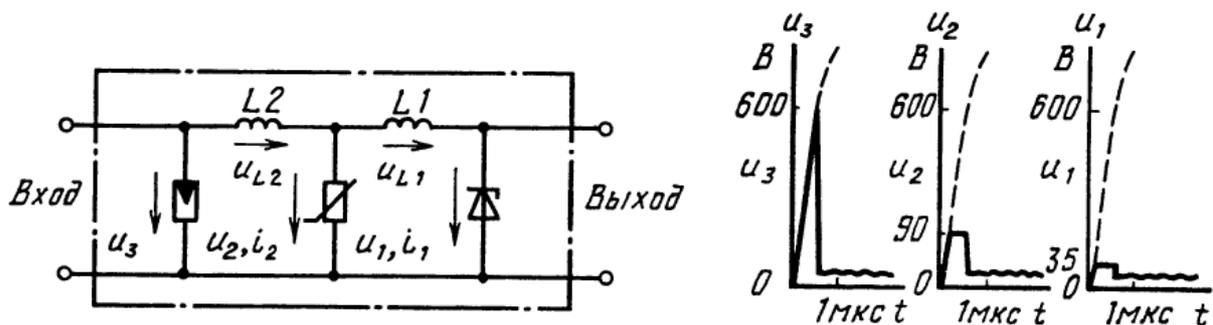


Рис. 1.10. Многокаскадная защита, состоящая из газонаполненного разрядника, варистора и стабилитрона

Для подавления помех, поступающих по проводным линиям, после снижения амплитуды воздействия до безопасного уровня, применяются элементы или схемы, выполняющие роль фильтра [127]. Также используются запирающие ка-

тушки для подавления симметричных помех, ферритовые кольца и искусственные линии, эффективно подавляющие помехи частотой более 1 МГц [6, 127]. Параметры фильтров выбираются таким образом, чтобы максимально ослаблять помехи и не исказить полезный сигнал.

Другими методами устраняется и ослабляется гальванического воздействия импульсных помех по линиям связи являются использование: разделительных трансформаторов, разделительных реле, оптронных развязок, симметричной передачи полезных сигналов, симметрирующих трансформаторов, передачи по оптическому волокну [127].

Помехоустойчивость внутренних цепей радиоэлектронной аппаратуры определяется во многом еще на этапе конструирования. Для устройств, которые должны удовлетворительно работать в неблагоприятной ЭМО, выполняется ряд мероприятий [6, 38, 56, 83, 125, 127, 136, 143]. Некоторые из них:

а) использование элементов с более высоким питающим напряжением и уровнем допустимых помех;

б) размещение чувствительные радиоэлектронные компоненты вдали от отверстий и щелей в экране, либо мест, где возможна чрезмерная концентрация электромагнитного поля;

в) разнесение цепей со слабыми и мощными сигналами;

г) уменьшение индуктивности дорожек и проводников посредством сокращения длины, скручивания, устранение замкнутых контуров, применение многослойных плат с двухсторонним монтажом;

д) разделение цепей опорного потенциала для модулей, обрабатывающих цифровые и аналоговые сигналы, объединение всех земель в одной точке, соединяющейся с корпусом.

Схемотехническая защита устройств, в которых применяются БИС, микропроцессоры и микроконтроллеры, также может включать специальные аппаратные методы. К ним относятся: монитор питания, сторожевой таймер, контроль потребляемого тока.

Влияние коммутационных процессов в цепях с большой индуктивностью или проникновение мешающих напряжений в линиях питания микропроцессорного устройства создают помехи положительной и отрицательной полярности, которые могут привести к искажению информации в критически важных блоках устройства [39, 64, 69, 136]. Чтобы не допустить некорректной работы микропроцессора после кратковременной просадки напряжения, используется монитор пи-

тания, встроенный или в виде периферийной ИС [143]. Монитор питания производит постоянный контроль напряжения на линии V_{CC} . Если оно становится меньше критического значения, задаваемого настройками монитора, происходит немедленная перезагрузка микропроцессорного устройства (рис. 1.11 а).

Сторожевой таймер реализуется в виде встроенного блока микропроцессора или внешней ИС, которая соединяется с выводом сброса [136, 142, 147]. При активации сторожевого таймера, он периодически сбрасывается микропроцессором в ходе выполнения программы. Если помехи приводят к зависанию микропроцессора, сброса не происходит, и сторожевой таймер переполняется. Формируется сигнал перезагрузки, и нормальная работа системы восстанавливается (рис. 1.11 б).

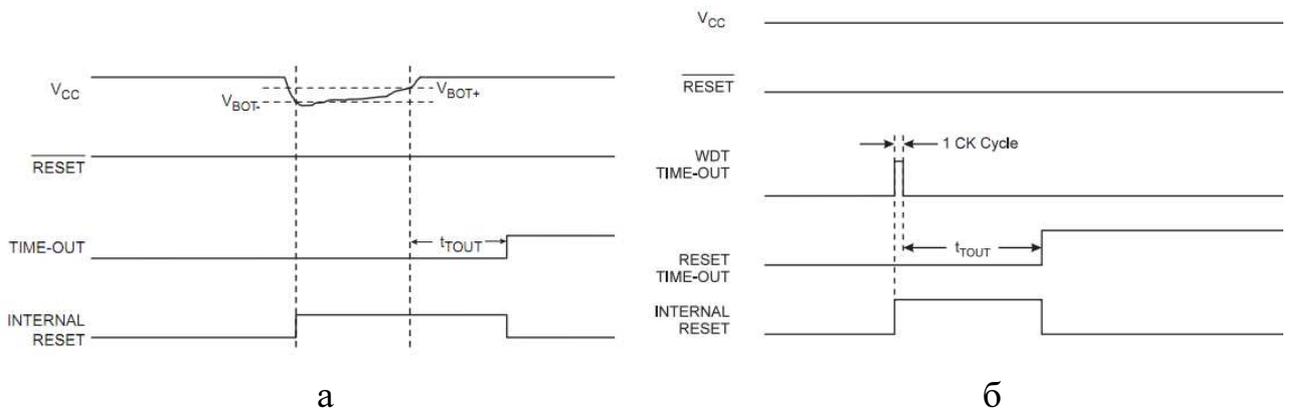


Рис. 1.11. Диаграммы перезагрузки микроконтроллера при:

а) просадке питающего напряжения; б) при переполнении сторожевого таймера

В цифровых устройствах, произведенных по КМОП технологии короткие импульсные помехи большой амплитуды способны приводить к срабатыванию паразитной тиристорной структуры внутри ИС [153, 177, 184]. Наличие паразитных тиристорных структур является особенностью КМОП техпроцесса, но они не проявляются в нормальном режиме работы. В случае мощной помехи через эту структуру фактически происходит короткое замыкание источника питания. Продолжительное протекание неограниченного тока термически уничтожает микросхему. Защита от такого эффекта заключается в установке дополнительных элементов, контролирующих потребление тока от источника питания.

В современных радиоэлектронных системах немаловажная роль отводится программным средствам борьбы с помехами [125, 127, 142, 164, 174]. Воздействие помехи на цифровую или микропроцессорную систему может выразиться в искажении данных или выполнении непредусмотренных действий.

Одно из таких средств – встроенный механизм прерываний. Использование прерываний в микропроцессорном устройстве позволяет осуществлять управление различными периферийными устройствами в реальном масштабе времени. Важность исполнения прерывания определяется по таблице приоритетов. Наибольшую значимость имеют немаскируемые прерывания (NMI) и прерывания в случае возникновения фатальной аппаратной или программной ошибки: недопустимый код операции; деление на ноль или переполнение; обращение к памяти по несуществующему адресу; нарушение тактового сигнала [143, 147]. Немаскируемые прерывания завершаются перезагрузкой микропроцессора.

Согласно [165], при воздействии электромагнитных помех на встроенную микропроцессорную систему, отмечается общий для большинства случаев тип программного сбоя – искажение содержимого программного счетчика (IP или PC). Это наиболее опасный тип сбоя, поскольку переход в непредсказуемую область памяти программ может вызвать полное нарушение работы всей системы.

Для восстановления нормальной работы на программном уровне применяется методика заполнения неиспользуемой области памяти программ пустыми операциями (NOP fills) [125, 142, 143, 165]. Методика (рис. 1.12) применяет, помимо однобайтовых команд NOP, обработчик ошибки программного счетчика (IP error handler), который размещается в самом конце памяти программ. Если выполнение программ при воздействии импульсной помехи переходит в неиспользуемую область памяти, происходит многократное выполнение пустых инструкций, пока не будет достигнута область обработчика ошибки. В обработчике реализуются функции восстановления нормальной работы, либо простая перезагрузка микропроцессора.



Рис. 1.12. Пример заполнения неиспользуемой области программ пустыми операциями

Похожей методикой является заполнение неиспользуемого пространства безусловного перехода по вектору перезагрузки (JMP RESET).

Другой программной техникой повышения надежности работы микропроцессорных устройств в условиях электромагнитных помех, является методика применения идентификаторов функций (Function token) [125, 142, 143, 165].

На этапе создания встраиваемого ПО, в программе создаются глобальные переменные, значения которых связываются с конкретно выполняемой в данный момент функцией. Перед переходом из одной функции в другую, в переменную заносится известное значение и в процессе выполнения функции происходит периодическое сравнение значения глобальной переменной и значения, которым располагает процедура внутри функции. Если значения не совпадают, это свидетельствует о некорректном выполнении программы, и необходимы меры для восстановления нормальной работы. На рис. 1.13 показан пример использования идентификаторов функций.

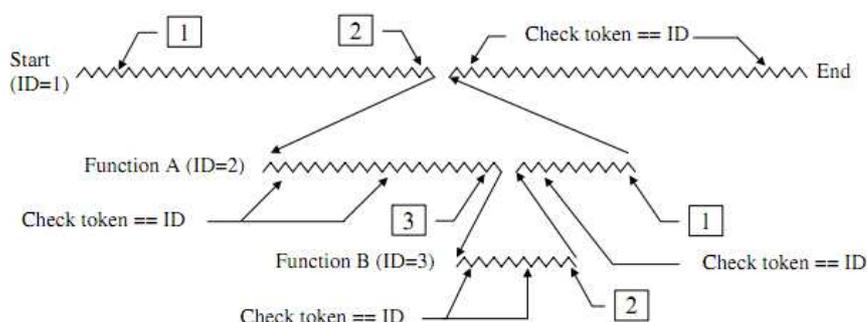


Рис. 1.13. Структура программы с проверкой идентификаторов функций

Основным недостатком такого подхода является увеличение размера программы на 5-15%, что весьма существенно для встраиваемых систем, где объем памяти ограничен.

1.4 Анализ методов и стандартов испытания радиоэлектронных устройств на устойчивость к импульсным электромагнитным воздействиям

Проблема устойчивости радиоэлектронных устройств к электромагнитным воздействиям рассматривается достаточно долго, поэтому отечественными и зарубежными учеными уже накоплен значительный опыт. Вклад в решение вопросов проведения исследований на ЭМС внесли ученые: Кравченко В. И., Князев А. Д., Бадалов А. Л., Гурвич И. С., Васильев В. В., Костенко М. В., Шваб А. Й, Хабигер Э., Рикетс Л. У., Уайт Д., Жгун Д. В., Морган Д. [4, 19, 38, 46, 56, 60 – 62, 101, 124, 127, 132, 163].

При оценке реакции готовых систем и изделий проводятся испытания, где применяют громоздкие имитаторы электромагнитных полей. Задаче формирования и измерения мощных импульсных электромагнитных полей, а также создания специализированных высоковольтных генераторов напряжений и токов были посвящены работы ученых Месяца Г. А., Комелькова В. С., Кнопфеля Г., Панина В. В., Лагутина А. С. и Ожогина В. И., Сахарова К. Ю., Соколова А. А., Подосенова С. А., Блума Х. и др. [13, 40, 41, 68, 72, 73, 84].

С начала 1990-х годов требования к разработке и эксплуатации радиоэлектронных средств ужесточились, что привело к расширению нормативной базы в области ЭМС. Принятые в России стандарты по испытанию радиоэлектронных устройств на устойчивость к импульсным электромагнитным воздействиям имеют полное соответствие документам, разработанным Международной электротехнической комиссией (МЭК) и Европейским комитетом по стандартизации электротехнических изделий (СЕНЕЛЕК) [31, 53].

ГОСТ Р 50649-94 (МЭК 1000-4-9-93) [29] устанавливает порядок определения стойкости устройств к импульсному магнитному полю (ИМП). Описанная методика позволяет воспроизвести ситуации появления ИМП при ударах молнии в металлические конструкции (антенны, цепи заземления, рельсы и т.д.), при коммутационных и аварийных ситуациях в электрических сетях и в питающих установках.

В документе указано, что форма испытательного ИМП имеет параметры фронта и полуспада 6,4 мкс и 16 мкс соответственно. Испытательная установка состоит из генератора импульсов тока, индукционной катушки, датчика магнитного поля и заземленной пластины. Индукционная катушка представляет собой одновитковую рамку квадратной формы со стороной 1 м. Функционирующий объект испытания помещается в центр рамки над заземленной проводящей поверхностью, после чего с генератора в катушку подаются импульсы тока амплитудой от 100 А до 1200 А. Контроль напряженности магнитного поля проводится при помощи датчика, также размещаемого в центре рамки.

В стандарте ГОСТ Р 51317.4.4 (МЭК 61000-4-4) [32] устанавливаются требования по испытанию технических средств на стойкость к наносекундным импульсным помехам (НИП). Если радиоэлектронная аппаратура располагается в непосредственной близости к силовым цепям, в которых происходит коммутация индуктивных нагрузок, в близлежащих проводах электропитания аппара-

туры или по линиям связи и управления могут наводиться серии импульсов наносекундной длительности.

Согласно этому документу, устанавливаются четыре степени жесткости испытаний:

а) для портов электропитания амплитуда импульсов берется 0,5 кВ; 1 кВ, 2 кВ и 4 кВ;

б) для портов ввода/вывода сигналов, передачи данных и управления амплитуда импульсов составляет 0,25 кВ; 0,5 кВ; 1 кВ и 2 кВ.

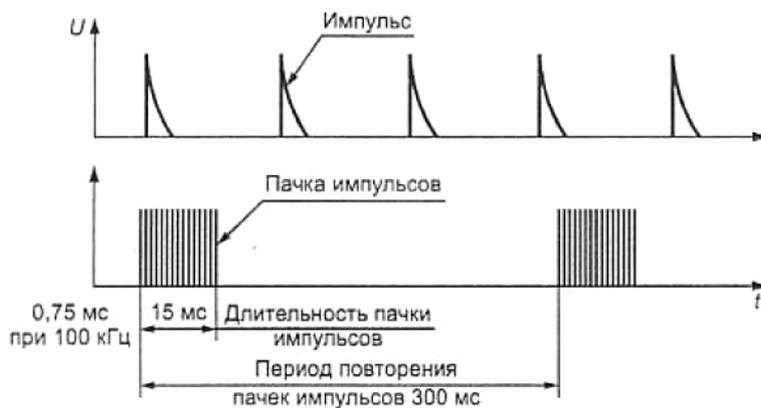


Рис. 1.14. Формирование пачек НИП по ГОСТ 51317.4.4

Испытательная установка включает в себя генератор испытательных импульсов, устройство связи/развязки и заземленную пластину. Временные параметры испытательных импульсов: фронт – 5 нс, полуспад – 50 нс, длительность серии импульсов – 15 мс при частоте следования 5 кГц или 0,75 мс при частоте повторения 100 кГц (рис. 1.14).

Испытуемое техническое средство (ИТС) размещается над плоскостью заземления и соединяется с ней. В течение испытаний ИТС находится в рабочем состоянии. Через устройство связи/развязки подается испытательное напряжение. Далее, в соответствии со степенью жесткости испытаний подаются НИП общей длительностью 1 мин. Заключение о прохождении испытания делается в том случае, если после снятия воздействия ИТС функционирует в нормальном режиме. Любые нарушения или ухудшения параметров работы должны самоустраняться, потеря информации и изменение режима работы не допускается.

Стандарт ГОСТ Р 51317.4.5 (МЭК 61000-4-5) [33] определяет порядок проведения испытаний на ЭМС радиоэлектронных устройств на устойчивость к воздействию микросекундных импульсных помех большой энергии (МИП). Здесь рассматриваются перенапряжения, возникшие вследствие коммутационных переходных процессов и при молниевых разрядах. Стандарт не учитывает прямые удары молнии в объект, только индуктированное влияние.

Испытания проводятся импульсами напряжения с параметрами фронта и полуспада: 1/50 мкс; 6,4/16 мкс; 6,5/700 мкс и 4/300 мкс. Жесткость эксперимен-

тов определяется амплитудой МИП, которая выбирается от 0,5 кВ до 4 кВ. Построение генератора импульсов напряжения во многом совпадает со схемами, представленными в стандартах ГОСТ Р 50649-94 и ГОСТ Р 51317.4.4 [29, 32]. В качестве накопителя энергии используется высоковольтный конденсатор. Требуемые длительности фронта и спад импульса достигаются при помощи формирующих цепей (рис. 1.15).

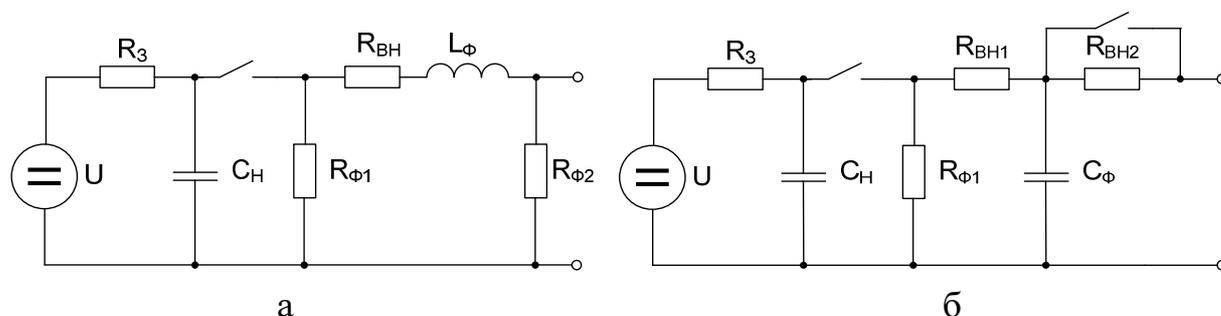


Рис. 1.15. Схемы ГИН по ГОСТ 51317.4.5: а) 6,4/16 мкс – 1/50 мкс
б) 6,5/700 мкс – 4/300 мкс

Испытательная установка состоит из генератора импульсов напряжения, ИТС, устройства связи/ развязки емкостного типа или газовые разрядники, соединительные кабели. Данная установка используется для испытания цепей питания, заземления, неэкранированных кабелей, используемых в качестве линий связи. Подача импульсов осуществляется через устройства связи/развязки. При испытании экранированных кабельных линий связи, экранов аппаратуры подача импульсов происходит напрямую с генератора. Частота воздействий – не более 1 импульса в минуту.

Принятый в России стандарт ГОСТ Р 52863-2007 «Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям» [34] отражает растущую озабоченность проблемой информационной безопасности сложных технических систем: сети связи, управления, электроснабжении и т.д. Повсеместное использование радиоэлектронных устройств в системах сбора, обработки и пересылки информации привело к тому, что нарушение работы чувствительных элементов путем намеренной подачи на них электромагнитной энергии может обернуться утратой целостности и доступности информации.

Особую роль в стандарте отводится импульсным воздействиям, как наиболее вероятному способу доставки электромагнитной энергии большой мощности. Стандарт, являющийся одним из последних на данный момент, объединяет в себе наработки в области испытания радиоэлектронных средств на ЭМС, представлен-

ные в документах прошлых лет, но значения амплитуд воздействий ощутимо больше. В таблице 1.5 приведены некоторые виды импульсных электромагнитных воздействий, характерные для первой степени жесткости испытаний.

Таблица 1.5

Примеры испытательных воздействий по ГОСТ Р 52863

Вид воздействия	Параметр	Значение параметра
<i>Воздействие по сети электропитания</i>		
Высоковольтные однократные миллисекундные импульсы напряжения	Длительность импульса, мс	0,1
	Амплитуда тока короткого замыкания (при $U_{xx}=3$ кВ), кА	5
Высоковольтные периодические микросекундные импульсы напряжения	Напряжение на нагрузке сопротивлением 50 Ом, кВ	5
	Средняя мощность, кВт	1
Высоковольтные однократные наносекундные импульсы напряжения	Напряжение на нагрузке сопротивлением 50 Ом, кВ	50
	Длительность импульса, нс	500
	Длительность фронта, нс	50
<i>Воздействие по проводным линиям связи</i>		
Низковольтные однократные миллисекундные импульсы напряжения	Длительность импульса, мс	1,5
	Амплитуда тока короткого замыкания (при $U_{xx}=1$ кВ), кА	0,5
Высоковольтные однократные микросекундные импульсы напряжения	Амплитуда тока короткого замыкания (при $U_{xx}=3$ кВ), кА	2
	Длительность импульса, мкс	50
Высоковольтные однократные наносекундные импульсы напряжения	Напряжение на нагрузке сопротивлением 50 Ом, кВ	50
	Длительность импульса, нс	250
<i>Воздействие электромагнитным полем</i>		
Однократные наносекундные импульсы электромагнитного поля	Длительность импульса, нс	100
	Напряженность импульсного электрического поля, кВ/м	1

За рубежом, помимо стандартов, утвержденных МЭК, СЕНЕЛЕК, и СИСПР [53], разработчики аппаратуры обращаются к военному стандарту США MIL-STD-461, в котором прописан порядок проведения испытаний на ЭМС. Документ является открытым, его содержание периодически обновляется, поэтому он часто используется как руководство при испытаниях гражданского оборудования и систем. В частности, разделы данного стандарта CS115 и RS105 описывают методы

испытания устойчивости к кондуктивным импульсным помехам и импульсному электромагнитному полю [22].

В литературе [22, 53] представлены описания генераторов испытательных импульсов, производимых отечественными и зарубежными предприятиями. Параметры импульсов из технических характеристик генераторов соответствуют стандартам на испытания, но опыт выполнения договорных работ по испытанию аппаратуры на ЭМС свидетельствует о том, что если заказчику требуется сертификация по данному вопросу, то его требования, вероятно, будут выше, чем указывается в стандартах на испытания. Таким образом, существующие генераторы импульсов являются основой для проведения испытаний, но с их функциональными возможностями не всегда удастся решать поставленные задачи.

Причиной сбоев цифровой и микропроцессорной аппаратуры являются помехи в цепях интегральных микросхем. Пока уровни помех в низковольтных цепях постоянного напряжения описаны в стандартах по ЭМС для автомобильной электроники [27, 28], которые не распространяются на радиоэлектронные системы другого назначения. С этим, по-видимому, связано почти полное отсутствие [22] средств испытания радиоэлектронных устройств, работающих от низкого постоянного напряжения.

1.5 Анализ использования метода конечных разностей во временной области при расчетах электромагнитных полей

Численному решению уравнений Максвелла методом конечных разностей во временной области (Finite Difference Time Domain, FDTD) посвящены работы зарубежных авторов Бинс К., Поттера Д., А. Bondeson, М. N. O. Sadiku, D. M. Sullivan, А. Taflove [12, 89, 139, 170, 175, 176]. Кроме того, на данный момент существует большое количество статей, в которых рассматриваются различные стороны применения метода FDTD. Наиболее близкие и соответствующие теме диссертационной работы вопросы описаны в статьях исследователей проблем ЭМС и распространения радиоволн из США, Европы и Азии [137, 140, 144 – 146, 148 – 151, 156, 159, 179 – 183, 184 – 187].

Достоинства метода, благодаря которым он стал так широко применяться, заключаются в следующем [176]:

а) расчет ведется во временном диапазоне, поэтому можно исследовать процессы распространения не только электромагнитных волн, изменяющихся по гармоническому закону, но и сложных временных зависимостей, например импульсных;

б) метод точен и надежен, причины возможных погрешностей хорошо изучены, поэтому перед процессом моделирования условия расчета могут быть заданы оптимальным образом;

в) метод позволяет исследовать среды с нелинейными свойствами: поляризующиеся диэлектрики, плазма и т.д.;

г) метод дает возможность оценивать объекты сложной формы. Задание расчетной сетки в пределах счетного пространства может требовать очень большого количества оперативной памяти, но быстрое развитие вычислительной техники позволяет создавать все более точные описания исследуемых объектов;

д) результаты вычислений хорошо визуализируются программными средствами. Таким образом, можно наглядно оценивать динамику изменения электромагнитных полей.

Поначалу метод FDTD нашел свое применение в области исследования распространения электромагнитных полей СВЧ диапазона для нужд военных и космических ведомств США в 1960-х. С его помощью успешно решаются задачи, связанные с электромагнитным импульсом ядерного взрыва, с обнаружением неподвижных и движущихся объектов при помощи радара: ракеты, самолеты, зарытые в земле мины и т.д.

В дальнейшем, метод стал использоваться в решении гражданских задач. Например, при оценке воздействия электромагнитных полей на биологические объекты, при исследовании новых материалов, при разработке антенных решеток, для исследования и разработки устройств, работающих в микроволновом и оптических диапазонах и т.д. Сейчас метод FDTD, наряду с методами конечных элементов (FEM) и методом моментов (MoM) [74, 139], является одним из наиболее популярных и продолжает развиваться.

Суть метода заключается в численном представлении уравнений Максвелла, состоящих из законов Ампера и Фарадея для среды без сторонних зарядов и без магнитных токов [87]:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E}; \\ \operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \end{cases} \quad (1.7)$$

где \vec{H}, \vec{E} – векторы напряженностей магнитного и электрического полей; ε, μ – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; σ – электрическая проводимость среды.

Система уравнений (1.7) записывается при помощи шести скалярных выражений, соответствующих декартовой системе координат. Все расчетное пространство разбивается на элементарные ячейки (рис. 1.16), в пределах которых определяются по три компоненты электрического и магнитного поля по каждой из формул.

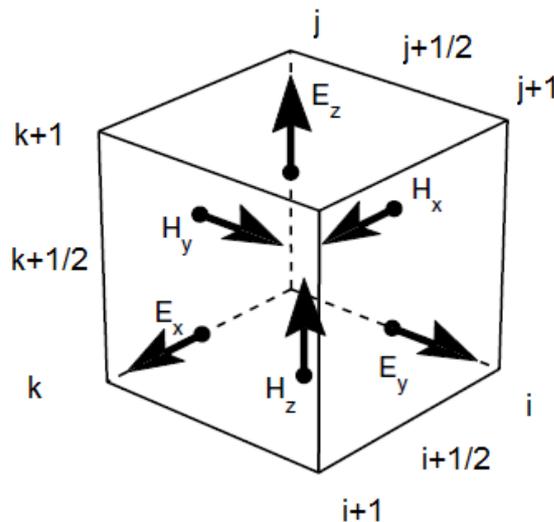


Рис. 1.16. Элементарная ячейка счетного пространства в решении уравнений Максвелла методом FDTD

Размер ячейки выбирается таким, чтобы длине волны электромагнитных колебаний с максимально интересующей частотой соответствовало не менее 20-30 ячеек сетки. Затем, до достижения конечного времени исследования в каждой ячейке в процессе моделирования по очереди проводится расчет напряженностей электрического и магнитного полей.

Формулы, по которым ведется расчет, имеют вид [176]:

$$E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} = C_a^{Ex} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} + C_b^{Ex} \Big|_{i,j+1/2,k+1/2} \times \\ \times \left(H_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n + H_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n - H_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n \right); \quad (1.8)$$

$$E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2} = C_a^{E_y} \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2} \cdot E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n-1/2} + C_b^{E_y} \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2} \times \\ \times \left(H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n - H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k}^n + H_z \Big|_{i-1, j+1, k+1/2}^n - H_z \Big|_{i, j+1, k+1/2}^n \right); \quad (1.9)$$

$$E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2} = C_a^{E_z} \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1} \cdot E_y \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n-1/2} + C_b^{E_z} \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1} \times \\ \times \left(H_y \Big|_{i, j+1/2, k+1}^n - H_y \Big|_{i-1, j+1/2, k+1}^n + H_x \Big|_{i-1/2, j, k+1}^n - H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n \right); \quad (1.10)$$

$$H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^{n+1} = H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n + C^{H_x} \Big|_{i-1/2, j+1, k+1} \times \\ \times \left(E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+3/2}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2} + E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2} - E_z \Big|_{i-1/2, j+3/2, k+1}^{n+1/2} \right); \quad (1.11)$$

$$H_y \Big|_{i, j+1/2, k+1}^{n+1} = H_y \Big|_{i, j+1/2, k+1}^n + \\ + C^{H_y} \Big|_{i, j+1/2, k+1} \cdot \left(E_z \Big|_{i+1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2} - E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2} + E_x \Big|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} - E_x \Big|_{i, j+1/2, k+3/2}^{n+1/2} \right); \quad (1.12)$$

$$H_z \Big|_{i, j+1, k+1/2}^{n+1} = H_z \Big|_{i, j+1, k+1/2}^n + \\ + C^{H_z} \Big|_{i, j+1, k+1/2} \cdot \left(E_x \Big|_{i, j+3/2, k+1/2}^{n+1/2} - E_x \Big|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} + E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i+1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2} \right), \quad (1.13)$$

где $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ – компоненты электрического и магнитного поля вдоль координатных осей; i, j, k – координаты элементарной ячейки счетного объема, в которой определяются компоненты электромагнитного поля;

n – номер временного шага; C_a^E, C_b^E, C^H – коэффициенты, рассчитываемые по следующим формулам:

$$C_a^E = \frac{1 - \sigma_{i,j,k} \cdot \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \Big/ \frac{1 + \sigma_{i,j,k} \cdot \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}; \quad (1.14)$$

$$C_b^E = \frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k} \cdot \Delta h} \Big/ \frac{1 + \sigma_{i,j,k} \cdot \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}; \quad (1.15)$$

$$C^H = \frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k} \cdot \Delta h}, \quad (1.16)$$

где $\varepsilon_{i,j,k}, \sigma_{i,j,k}, \mu_{i,j,k}$ – диэлектрическая проницаемость, проводимость и магнитная проницаемость среды для ячейки счетного объема с координатами i, j, k ; Δt – шаг приращения времени; Δh – размер элементарной ячейки пространства в случае кубической формы.

Также процесс моделирования необходимо дополнить начальными и граничными условиями. Под начальными условиями понимается вид источника

электромагнитного поля и закон изменения магнитной или электрической компоненты поля во времени, являющейся инициатором воздействующей волны. В ряде публикаций рассматривались варианты моделирования антенных решеток, рупорных антенн, элементарного диполя Герца [140, 159, 179, 182]. Наиболее распространенным способом описания воздействия внешнего электромагнитного поля является плоская волна. Задание плоской волны осуществляется путем создания внутри счетного объема областей так называемых суммарного и рассеянного полей (Total Field – Scattered Field, TF-SF) [175, 176]. На рис. 1.17 схематично показан двумерный вариант счетного пространства, в котором присутствует объект исследования, есть поглощающие граничные условия (PML), и задается формирование плоской волны.

На границе областей А значения магнитной или электрической компонент принудительно обновляются. С каждым шагом времени волна распространяется по объему, оказывая воздействие на расположенные внутри объекты, пока не дойдет до границы В, где её движение принудительно ограничивается. При этом отраженные волны не получают никакого сопротивления и могут свободно двигаться во всех направлениях. Наличие трех компонент электрического поля и трех компонент магнитного поля в соответствующей декартовой системе координат дает возможность имитировать падение волн с горизонтальной и вертикальной поляризацией.

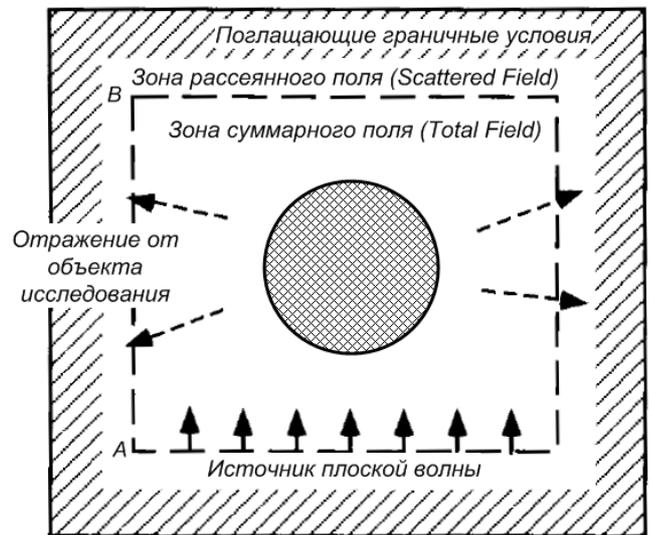


Рис. 1.17. Двумерный случай формирования плоской волны

Подобно тому, как в экспериментальных исследованиях в области ЭМС измерения проводятся в безэховых камерах, на границах счетного пространства в методе FDTD задаются граничные поглощающие условия. Наиболее качественный результат дают условия одноосных хорошо согласованных слоев (Uniaxial Perfectly Matched Layer, UPML) [100, 175, 175]. Большого затухания практически без отражения удастся достичь при введении физически нереализуемой среды, в которой присутствует как электрическая, так и магнитная проводимость [175]. Применение таких условий происходит с допущением, что распределение элек-

тромагнитного поля вдоль границ вдали от объекта исследования играет лишь вспомогательную роль.

Стабильность и точность численного решения достигается выбором значения приращения времени. Оно выбирается таким образом, чтобы скорость распространения электромагнитных волн не превышала скорость света [175]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}, \quad (1.17)$$

где Δx , Δy , Δz – размеры ячейки счетного объема.

Из этого условия возникает главный недостаток метода: при уменьшении размеров элементарной ячейки, значение временного шага становится крайне малым. Например, при размере ячейки 1 мм, шаг приращения времени будет равен ~ 2 пс. При этом исследование процессов распространения электромагнитных волн в микросекундном и наносекундном диапазоне времени потребует огромного количества итераций расчета по всему счетному объему.

В решении задач, связанных с электромагнитными полями СВЧ диапазона, применяется допущение, что напряженность электрического поля на поверхности металла равно нулю [139, 175]. В этом случае размеры элементарных ячеек можно выбирать достаточно большими, чтобы процесс расчета занимал адекватное количество времени. В диссертационной работе исследуется воздействие мощных импульсных электромагнитных полей длительностью от десятков-сотен наносекунд до сотен микросекунд на элементы радиоэлектронных устройств. Прежде всего, это экранированные корпуса аппаратуры, кабели в защитных оболочках, дорожки радиоэлектронных плат и т.п. Спектр таких импульсов преобладает в области низких частот, для которых вышеназванное допущение уже неприменимо. Низкие частоты могут проникать в металлические конструкции на значительную глубину (рис. 1.18). Электромагнитные поля очень быстро затухают в материалах с большой проводимостью, поэтому чтобы точно отслеживать процесс ослабления в пределах глубины проникновения, шаг сетки должен быть достаточно мал, а это значительно увеличивает время расчета.

Разработаны методики выбора неравномерного шага ячеек [145, 182, 185] для моделирования микрополосковых линий на печатных платах и подобных миниатюрных объектов. При этом размеры самой большой и самой малой ячеек отличаются незначительно.

Для более крупных объектов, таких как экран аппаратуры, подобный подход неприменим. Размеры ячеек могут отличаться на несколько порядков, а это усложнит процесс создания геометрии объектов и будет вносить дополнительную погрешность.

В ряде публикаций описаны методики моделирования проводящих материалов в совокупности с методом FDTD, но некоторые из них изобилуют различного рода искусственными приемами [144, 186], что ставят под сомнение целесообразность применения.

Другие работы описывают результаты имитационного исследования материалов с проводимостью на порядки ниже, чем у металлов [148 – 151, 159, 175]. Поэтому применение таких подходов проблематично для оценки влияния на кабели в металлических оболочках или на аппаратуру в экране. Третья группа публикаций, например [137, 187], выделяется тем, что в них исследуются непосредственно металлические объекты, для них определяются поверхностные сопротивления, но вопрос проникновения электромагнитного поля за область металлической конструкции не рассматривается.

Таким образом, хотя метод FDTD является перспективным в решении задач ЭМС, в нем остаются пробелы, требующие дополнительной проработки.

1.6 Анализ методов определения наведенных напряжений в кабельных линиях

Воздействие электромагнитных полей на линии связи исследовалось в работах ученых: Коваленкова В. И., Михайлова М. И., Разумова Л. Д., Соколова С. А., Вэнса Э. Ф., Костенко М. В., Кравченко В. И., Гроднева И. И., Евсеева И. Г., Развига Д. В., Митрохина В. Е., Бондаренко К. А., Rachidi F. [16, 23, 36, 57, 60 – 62, 75, 76, 78, 79, 125, 162, 166 – 169]. В решении этой задачи авторы используют методы, которые можно разделить на три группы.

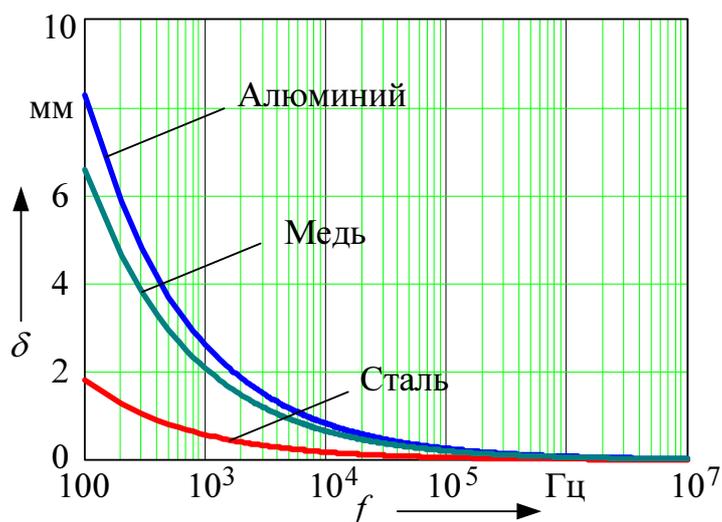


Рис. 1.18. Частотные зависимости глубины проникновения электромагнитного поля для трех типов металлов

Для сравнительно небольших по длине линий связи применяются подход, основанный на интегрировании классических уравнений Максвелла. Тут используются расчеты на основе векторных электродинамических потенциалов и положения из теории антенн. Элементы линий связи представляются в виде бесконечно тонких проводников. Это проистекает из допущения, что размеры сечения проводов значительно меньше, чем длина волны колебаний электромагнитного поля с максимально интересующей частотой. Полевые решения требуют задания граничных условий. Здесь в описании пространственного расположения проводников, подверженных влиянию, используются функции Грина [70].

Второй подход основывается на квазистатических приближениях [78, 79], в которых процесс воздействия электромагнитного поля на линию связи можно описать при помощи эквивалентных сосредоточенных элементов. Электрическое влияние описывается при помощи емкостной связи, а магнитное – при помощи взаимной индуктивности. Здесь тоже используется допущение, но на этот раз длина линии, подверженной влиянию, должна быть меньше, чем длина волны воздействующих электромагнитных колебаний с максимальной частотой. Этот подход используется для оценки воздействия линий электропередачи (ЛЭП) частотой 50 Гц на проложенные вдоль кабельные линии. Здесь главную роль играет взаимное расположение влияющих и подверженных влиянию проводов. В качестве вспомогательного метода расчета применяется метод зеркальных отображений. Использование этого метода ограничено рассмотрением электромагнитных полей, максимальная частота которых не более единиц мегагерц.

На таком напряженном с точки зрения ЭМС объекте, как электрифицированная железная дорога применяется множество видов линий связи: оптические и медные кабели связи, волноводы поездной радиосвязи, кабели сигнализации и телемеханики. При этом оказывают влияние контактная сеть переменного или постоянного тока, линии продольного электроснабжения, линии питания устройств автоблокировки, волновод радиосвязи, рельсовые цепи, по которым течет обратный тяговый ток и передаются сигналы локомотивной сигнализации. Многолетний опыт эксплуатации разнородной аппаратуры и линий связи выразился в разработке правил по организации защиты от грозовых и коммутационных перенапряжений, опасных и мешающих влияний, возникающих в присутствии линий электропередачи, контактной сети постоянного и переменного тока [90 – 94, 103].

Традиционно задача определения наведенных напряжений и токов решается с использованием неоднородных дифференциальных уравнений, в которых источник возбуждающего напряжения распределен по длине линии (рис. 1.19).

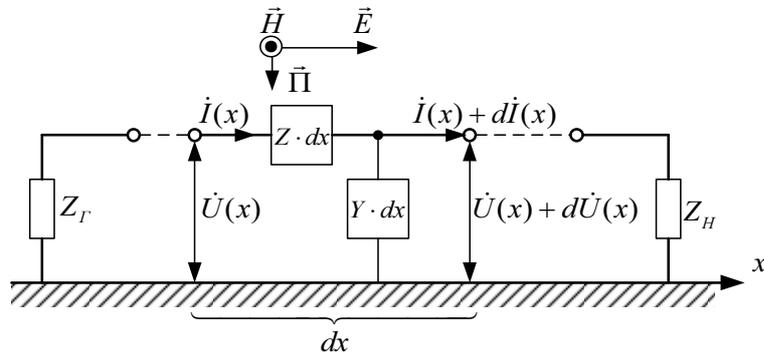


Рис. 1.19. Элемент линии, подверженной влиянию электромагнитного поля

Метод на основе дифференциальных уравнений применяется для решения широкого круга задач, связанных главным образом с индуктивным влиянием молнии и мощных электромагнитных полей на длинные линии. Допущение, что линия является длинной, ограничено условиями:

- длина цепи значительно больше, чем длины волн передаваемых сигналов;
- поперечные параметры линии значительно меньше, чем минимально значимая длина волны внешнего электрического поля [52, 169];
- затухание в линии таково, что напряжение отраженной волны в начале линии по меньшей мере в 100 раз меньше амплитуды напряжения падающей волны. В этом случае линия является электрически длинной.

Для линии, расположенной вдоль оси x , записывается система дифференциальных уравнений [23]:

$$\begin{cases} \frac{dU(x)}{dx} = Z \cdot I(x) + \dot{E}_x(x); \\ \frac{dI(x)}{dx} = Y \cdot U(x), \end{cases} \quad (1.18)$$

где dx – элемент длины линии; $Z = R + i\omega L$ – продольное сопротивление; $Y = G + i\omega C$ – поперечная проводимость; $\dot{E}_x(x)$ – напряженность распределенного электрического поля, наводящая на элементе длины линии ЭДС.

Решениями системы неоднородных дифференциальных уравнений (1.18) являются ток и напряжения, зависящие от координаты x [23]:

$$\begin{cases} I(x) = (K_1 + P(x))e^{-\gamma x} + (K_2 + Q(x))e^{\gamma x}; \\ U(x) = [(K_1 + P(x))e^{-\gamma x} + (K_2 + Q(x))e^{\gamma x}] \cdot Z_B, \end{cases} \quad (1.19)$$

где

$$P(x) = \frac{1}{2Z_B} \int_{x_1}^x E(x') e^{\gamma x'} dx'; \quad Q(x) = \frac{1}{2Z_B} \int_x^{x_2} E(x') e^{-\gamma x'} dx'. \quad (1.20)$$

Здесь постоянные K_1 и K_2 определяются сопротивлениями по концам линии [23]:

$$K_1 = \rho_1 e^{\gamma x_1} \frac{\rho_2 P(x_2) e^{-\gamma x_2} - Q(x_1) e^{\gamma x_2}}{e^{\gamma(x_2-x_1)} - \rho_1 \rho_2 e^{-\gamma(x_2-x_1)}}; \quad K_2 = \rho_2 e^{\gamma x_2} \frac{\rho_1 Q(x_1) e^{-\gamma x_1} - P(x_2) e^{\gamma x_1}}{e^{\gamma(x_2-x_1)} - \rho_1 \rho_2 e^{-\gamma(x_2-x_1)}}, \quad (1.21)$$

где $\rho_1 = (Z_\Gamma - Z_B) / (Z_\Gamma + Z_B)$, $\rho_2 = (Z_H - Z_B) / (Z_H + Z_B)$ – коэффициенты отражения на концах линии; $\gamma = \sqrt{Z \cdot Y}$ – коэффициент распространения линии; $Z_B = \sqrt{Z / Y}$ – волновое сопротивление линии.

Расчет по этим формулам можно использовать для воздушных линий передачи, подземных кабелей, экранированных кабелей, а также вертикальных элементов, таких как заземления, кабельные спуски и т.д. Для импульсных процессов более наглядный результат получается при рассмотрении временных зависимостей тока и напряжения при разных значениях длины от начала распределенной цепи [60]. Таким образом, можно отслеживать затухание волны тока или напряжения вдоль линии.

Проблема в точности расчетов возникает тогда, когда рассчитываемая линия оснащается средствами защиты от перенапряжений, например разрядники, варисторы, позисторы и т.д. Эти элементы под действием высокого напряжения изменяют значение сопротивления во времени, что весьма проблематично учесть в расчете по вышеприведенным аналитическим выражениям.

Одновременно учесть частотные параметры линии, грунта – для простейшего случая однопроводной цепи с обратным проводом в виде земли – и в то же время брать в расчет нелинейные защитные элементы, можно в методе расчета на основе конечных разностей во временной области. Изначально использованный для решения задач распространения электромагнитных волн, этот метод был адаптирован к дифференциальным уравнениям длинной линии.

На рис. 1.20. показана модель однопроводной цепи при решении системы дифференциальных уравнений для длинной линии методом конечных разностей во временно области.

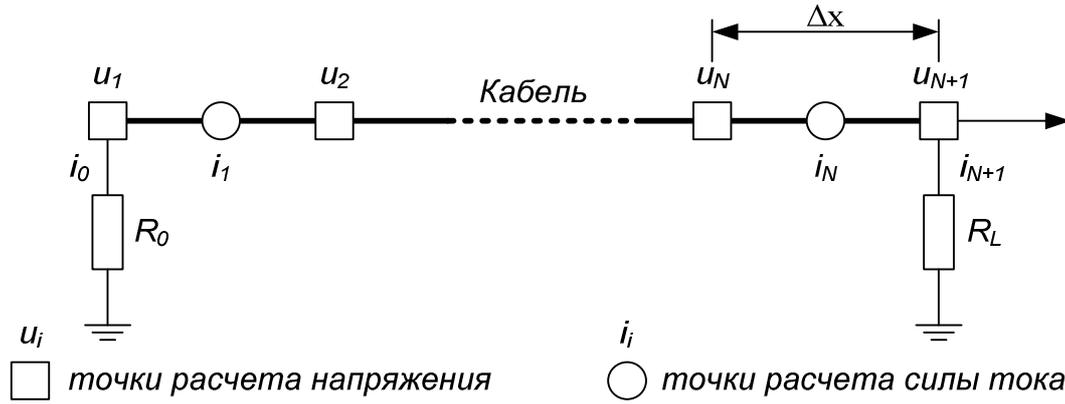


Рис. 1.20. Модель кабеля при решении дифференциальных уравнений для длинной линии методом конечных разностей во временной области

Вся цепь, согласно этому подходу, разбивается на элементарные участки длиной Δx , и для каждого их них по очереди рассчитываются значения напряжения и тока. Система дифференциальных уравнений (1.18) приобретает вид [167 – 169]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial u(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial x} + R \cdot i(k\Delta x, n\Delta t) + L \frac{\partial i(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial t} + \int_0^{n\Delta t} \zeta_g(n\Delta t - \tau) \frac{\partial i(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial t} d\tau = \\ \hspace{25em} = E_x^s(k\Delta x, n\Delta t); \\ \frac{\partial i(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial x} + G \cdot u(k\Delta x, n\Delta t) + C \frac{\partial u(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial t} + \int_0^{n\Delta t} \eta_g(n\Delta t - \tau) \frac{\partial u(k\Delta x, n\Delta t)}{\partial t} d\tau = \\ \hspace{25em} = 0, \end{array} \right. \quad (1.22)$$

где R, L, C, G – сопротивление, индуктивность, емкость, проводимость изоляции кабеля; ζ_g, η_g – результат обратного преобразования Фурье для сопротивления и проводимости грунта; E_x^s – компонента внешнего электрического поля, сонаправленная с подверженным влиянию кабелем; Δx – длина элементарного участка кабеля; k – номер элементарного участка кабеля; Δt – шаг приращения времени при расчете; n – номер временного шага.

После рассмотрения частных производных и интегралов свертки в выражениях (1.22) в виде дифференциалов и сумм, сила тока и напряжение вдоль всей длины кабеля, с учетом электрической компоненты воздействующего электромагнитного поля, рассчитываются [169]:

$$\begin{cases} i_k^n = \left(\frac{L}{\Delta t} + \frac{R}{2} + \frac{\zeta_g^0}{2} \right)^{-1} \cdot \left[E_x^n - \frac{u_{k+1}^n - u_k^n}{\Delta x} + \left(\frac{L}{\Delta t} - \frac{R}{2} + \frac{\zeta_g^0}{2} \right) i_k^{n-1} - \sum_{j=1}^{n-1} \zeta_g^{n-j} (i_k^j - i_k^{j-1}) \right]; \\ u_k^n = \left(\frac{C}{\Delta t} + \frac{G}{2} + \frac{\eta_g^0}{2} \right)^{-1} \cdot \left[-\frac{i_k^{n-1} - u_{k-1}^n}{\Delta x} + \left(\frac{C}{\Delta t} - \frac{G}{2} + \frac{\eta_g^0}{2} \right) u_k^{n-1} - \sum_{j=1}^{n-1} \eta_g^{n-j} (u_k^j - u_k^{j-1}) \right], \end{cases} \quad (1.23)$$

где ζ_g^0, η_g^0 – значения сопротивления и проводимости грунта в начальный момент времени.

При расчете электромагнитных полей расчетная область дополняется поглощающими граничными условиями, а для электрических линий граничные условия определяются сопротивлениями нагрузок R_0, R_L в конце и начале линии [169]:

$$i_0^n = -\frac{u_1^n}{R_0}, \quad i_{N+1}^n = \frac{u_N^n}{R_L}. \quad (1.24)$$

Сопротивления R_0 и R_L задаются временными зависимостями, которые могут отражать не только характер нагрузки – резистивный, емкостной, индуктивный, но и присутствие элементов защиты. Разрядники, варисторы, лавинные диоды и т.п. обладают нелинейными характеристиками и срабатывают только при наличии большого тока, напряжения в цепи. В остальных случаях являются элементами, вносящими паразитную емкость, индуктивность и сопротивление в цепь. При воздействии импульсного напряжения наблюдается некоторая задержка на срабатывании, что также можно учесть в расчете методом конечных разностей.

1.7 Выводы по первому разделу

1. Проведен анализ случаев отказов радиоэлектронных устройств, работающих в условиях железной дороги, по результатам которого выяснено, что импульсные электромагнитные воздействия, грозовые и коммутационные, являются существенным источником сбоев и повреждений.

2. Рассмотрены импульсные электромагнитные поля с различными амплитудно-временными характеристиками и средства защиты радиоэлектронных устройств от их опасного и дестабилизирующего воздействия.

3. Проанализированы методы и средства испытания радиоэлектронных устройств к импульсным электромагнитным полям, а также тенденции в совершен-

ствовании нормативной базы по испытаниям на электромагнитную совместимость. Выявлено, что принятые стандарты подчеркивают растущую озабоченность проблемой устойчивости радиоэлектронных систем к импульсным электромагнитным воздействиям.

4. Установлено, что существующие аналитические методы расчета воздействия электромагнитных полей на элементы радиоэлектронных систем имеют ограничения, которые не позволяют проводить оценку устойчивости и помехозащищенности к импульсным электромагнитным полям с достаточной точностью.

5. Необходимо разработать расчетные методы оценки помехозащищенности радиоэлектронных систем и устройств при воздействии импульсных электромагнитных полей, которые могут быть применимы для решения конкретных практических задач.

6. Необходимо разработать методы имитационного испытания помехозащищенности радиоэлектронных систем, построенных на цифровой и микропроцессорной компонентной базе.

РАЗДЕЛ 2

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ЭКРАНЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И КАБЕЛИ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ

Задача оценки помехоустойчивости радиоэлектронных систем к воздействию импульсных электромагнитных полей на может быть решена путем определения защищенности отдельных элементов систем. На рис. 2.1 показана обобщенная схема радиоэлектронной системы, в состав которой входят экранированные блоки аппаратуры и соединяющие их кабели связи или электропитания.

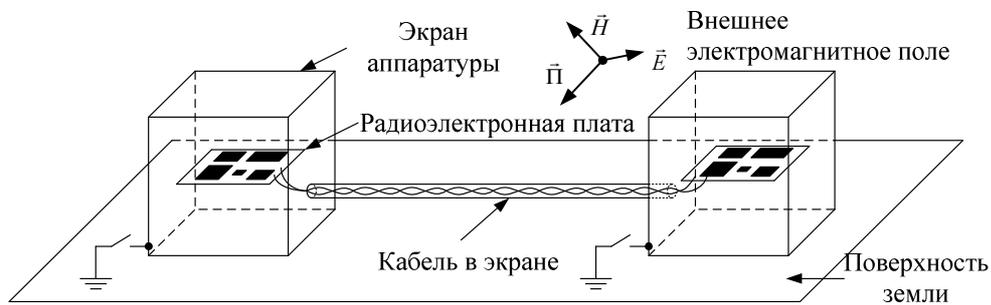


Рис. 2.1. Обобщенная схема исследуемой радиоэлектронной системы

В разделах 2.1 – 2.4 рассмотрено воздействие импульсных электромагнитных полей на экранированные блоки аппаратуры, в разделах 2.5 – 2.7 описаны результаты исследования кабелей конечной длины.

2.1 Математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на экран радиоэлектронной аппаратуры

В соответствии с положениями классической электродинамики [67], электромагнитная волна, падающая на границу раздела «диэлектрик/металл», распространяется в металле нормально к поверхности раздела. Это допущение справедливо даже если поверхность и падающая волна не являются плоскими. Для этого нужно взять достаточно малый участок фронта волны и такой же малый участок поверхности раздела в момент соприкосновения с поверхностью. С учетом граничных условий для напряженности магнитного поля:

$$\dot{H}_{1\tau} = \dot{H}_{2\tau} = \dot{H}_2. \quad (2.1)$$

Для расчета распространения поля в оптически плотной или поглощающей среде, можно не рассчитывать поля в этой среде, а найти тангенциальную компоненту $H_{1\tau}$ поля падающей волны.

Напряженность электрического поля на поверхности проводника, согласно граничным условиям Леонтовича-Щукина [63, 67, 87] может быть определено из соотношения:

$$\dot{E}_2 = \dot{E}_{2\tau} = \dot{Z}_S [\dot{H}_2 \times n_0], \quad (2.2)$$

где Z_S – поверхностное (характеристическое) сопротивление проводника, определяемое формулой:

$$\dot{Z}_S = \sqrt{\frac{i\omega\mu}{\sigma}} = (1+i)\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}. \quad (2.3)$$

Тангенциальные составляющие электрического поля на границе раздела сред также непрерывны, отсюда следует, что

$$\dot{E}_{1\tau} = \dot{E}_{2\tau} = \dot{E}_2, \quad (2.4)$$

$$\dot{E}_{1\tau} = \dot{Z}_S \dot{H}_2 = \dot{Z}_S \dot{H}_{1\tau}. \quad (2.5)$$

Применение граничных условий Леонтовича допустимо в случае, если толщина материала больше по сравнению с глубиной проникновения электромагнитного поля [137].

В дополнение к граничным условиям Леонтовича, процесс прохождения плоской электромагнитной волны через экранирующие поверхности в диссертационном исследовании было решено дополнить аналогией распространения тока и напряжения вдоль длинной линии. Это позволяет применять граничные условия в тех случаях, когда толщина проводящего слоя меньше глубины проникновения и возникают дополнительные переотражения волны.

Данная аналогия подробно описана в литературе по электродинамике разных авторов [63, 67, 87], что подтверждает её достоверность. Решение системы уравнений Максвелла для случая распространения электромагнитной волны в проводящей среде выглядит следующим образом [63]:

$$\begin{cases} -\frac{\partial \dot{H}_y}{\partial z} = i\omega \tilde{\epsilon}_a \dot{E}_x; \\ \frac{\partial \dot{E}_x}{\partial z} = -i\omega \mu_a \dot{H}_y, \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\dot{E} = \dot{E}_x = \dot{E}_0 e^{-ikz}, \quad \dot{H} = \dot{H}_y = \frac{\dot{E}_0}{Z_c} e^{-ikz}, \quad (2.7)$$

где E_0, H_0, E, H – напряженности электрического и магнитного полей на границе раздела сред, где электромагнитная волна соприкасается с проводником, и на некоторой глубине z от границы соответственно; $k = \omega \sqrt{\mu_a \tilde{\epsilon}_a}$ – коэффициент распространения среды; $Z_c = \sqrt{\frac{\mu_a}{\tilde{\epsilon}_a}}$ – волновое сопротивление среды.

Решение системы телеграфных уравнений для длинной линии с постоянными параметрами позволяет связать напряжения и токи в начале линии и в её произвольной точке [67]:

$$\begin{cases} \frac{\partial \dot{U}}{\partial z} = -(R + i\omega L)\dot{I}; \\ \frac{\partial \dot{I}}{\partial z} = -(G + i\omega C)\dot{U}, \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\dot{U} = \dot{U}_0 e^{-\gamma z}, \quad \dot{I} = \frac{\dot{U}_0}{Z_c} e^{-\gamma z}, \quad (2.9)$$

где U_0, I_0, U, I – напряжение и сила тока в начале линии и в произвольной точке z соответственно; R, L, G, C – первичные параметры линии; $\gamma = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)}$ – коэффициент распространения линии; $Z_c = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}}$ – волновое (характеристическое сопротивление линии).

Из выражений (2.1.7) и (2.1.9) видно, что решения являются идентичными. Можно провести аналогию между напряжением в линии и напряженностью электрического поля, а также между силой тока в линии и напряженностью магнитного поля. При рассмотрении электромагнитных экранов также уместно использовать понятие электрически длинной линии, согласно которому [52]

$$|\gamma l| \geq 2,3 \quad \text{или} \quad |e^{-2\gamma l}| \leq 0,01, \quad (2.10)$$

где l – длина линии.

В соответствии с формулой (2.1.10) волна напряжения, проходя от одного конца линии к другому, формирует отраженную волну, которая, возвращаясь к началу линии, ослабевает не менее чем в 100 раз по сравнению с исходной падающей волной [52]. В принятой аналогии волна электрического поля, проходя в

толще экрана, будет практически всегда претерпевать ослабление в 100 и более раз вследствие высокой проводимости металлических экранирующих оболочек.

Напряженности электрического и магнитного полей на внешней и внутренней границах экрана объединяются посредством Z -параметров, которые являются поверхностными сопротивлениями и сопротивлениями, определяющими затухание в материале экранирующей оболочки (рис. 2.1, а, б).

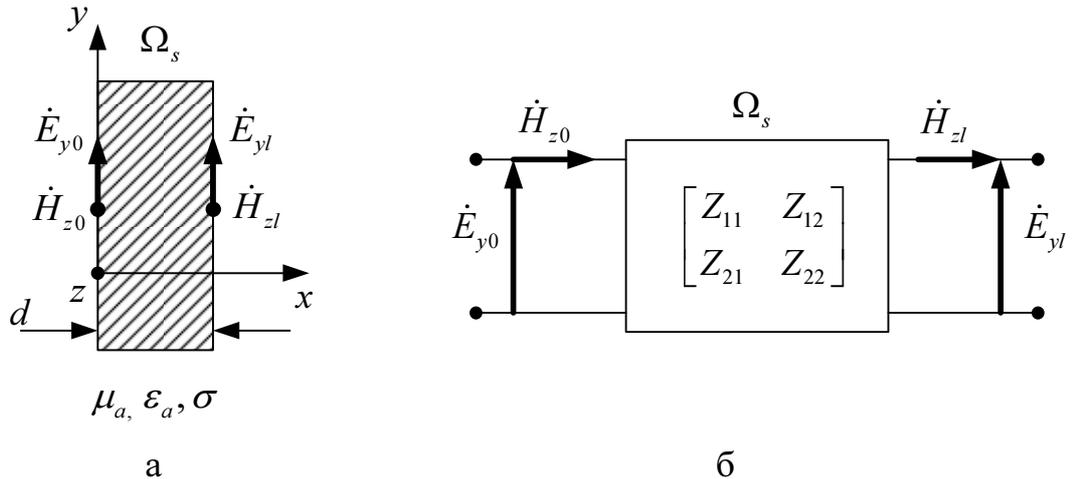


Рис. 2.1. Элемент однослойного электромагнитного экрана (а) и четырехполюсник как эквивалентная модель (б)

Экран Ω_s можно представить в виде четырехполюсника с Z -параметрами [148, 149]:

$$\begin{bmatrix} E_{y0} \\ E_{yl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & -Z_{12} \\ Z_{21} & -Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} H_{z0} \\ H_{zl} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Минус у параметров Z_{12} и Z_{22} объясняется тем, что в традиционной теории цепей при использовании четырехполюсника с Z -параметрами сила тока, а в данной аналогии здесь напряженность магнитного поля, направлены от зажимов к четырехполюснику.

Эта модель, несмотря на правильность подхода, имеет важный недостаток: при рассмотрении многослойных экранов, чтобы учесть процессы отражения на границах между проводящими слоями с разными характеристиками, приходится иметь дело с каскадным (цепочечным) соединением нескольких четырехполюсников, каждый из которых представляет отдельный слой экрана. При каскадном соединении в расчетах применяются матрицы A -параметров (рис. 2.2).

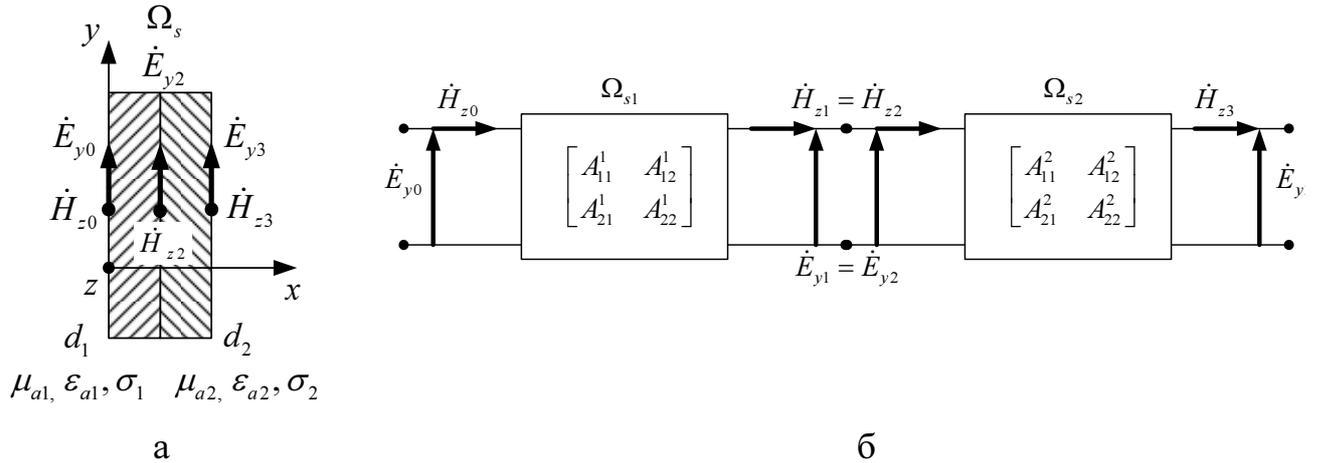


Рис. 2.2. Элемент двухслойной экранирующей оболочки (а) и модель расчета параметров экрана (б)

Для каждого из слоев многослойного экрана, как пассивного четырехполюсника, определена матрица А-параметров [52, 171]:

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_l \\ I_l \end{bmatrix}; \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch \gamma l & Z_c sh \gamma l \\ \frac{1}{Z_c} sh \gamma l & ch \gamma l \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Результирующая матрица А-параметров при каскадном соединении ЧП может быть легко найдена перемножением исходных матриц в порядке их следования:

$$\begin{bmatrix} A^{pez} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^1 & A_{12}^1 \\ A_{21}^1 & A_{22}^1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{11}^2 & A_{12}^2 \\ A_{21}^2 & A_{22}^2 \end{bmatrix} \times \dots \times \begin{bmatrix} A_{11}^n & A_{12}^n \\ A_{21}^n & A_{22}^n \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Далее, окончательная матрица Z-параметров преобразуется из результирующей матрицы А-параметров, с учетом знаков, как это сделано в (2.11):

$$\begin{bmatrix} Z^{pez} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_{11}^{pez}}{A_{21}^{pez}} & \frac{\Delta A^{pez}}{A_{21}^{pez}} \\ 1 & \frac{A_{22}^{pez}}{A_{21}^{pez}} \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

где ΔA^{pez} – определитель матрицы $\begin{bmatrix} A^{pez} \end{bmatrix}$.

После определения результирующих Z-параметров экрана, систему уравнений (2.11) можно переписать [148]:

$$\begin{cases} E_0(\omega) = Z_{11}(\omega) \cdot H_0(\omega) - Z_{12}(\omega) \cdot H_1(\omega), \\ E_1(\omega) = Z_{21}(\omega) \cdot H_0(\omega) - Z_{22}(\omega) \cdot H_1(\omega). \end{cases} \quad (2.16)$$

Чтобы использовать выражения (2.16) совместно с методом конечных разностей во временной области, необходимо их преобразовать из частотной области во временную.

Если каждое из произведений в выражениях (2.16) представить, как $\frac{Z(\omega)}{j\omega} \cdot j\omega H(\omega)$, то после обратного преобразования они Фурье примут вид [148]:

$$\begin{cases} E_0(t) = \zeta_{11}(t) * \frac{\partial H_0(t)}{\partial t} - \zeta_{12}(t) * \frac{\partial H_1(t)}{\partial t}, \\ E_1(t) = \zeta_{21}(t) * \frac{\partial H_0(t)}{\partial t} - \zeta_{22}(t) * \frac{\partial H_1(t)}{\partial t}. \end{cases} \quad (2.17)$$

где $\zeta(t) = F^{-1} \left\{ \frac{Z(\omega)}{j\omega} \right\}$ – результат обратного преобразования Фурье каждого из соответствующих Z -параметров; «*» – операция свертки.

При рассмотрении однослойной экранирующей оболочки аналитические выражения для параметров $\zeta(t)$ могут быть получены следующим образом. Z -параметры, согласно (2.11), (2.13) и (2.15), равны [8, 35, 42, 43]:

$$Z_{11}(\omega) = -Z_{22}(\omega) = Z_{\text{ноб}}(\omega) \cdot \frac{\text{ch}(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot d)}{\text{sh}(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot d)}; \quad (2.18)$$

$$Z_{21}(\omega) = -Z_{12}(\omega) = \frac{Z_{\text{ноб}}(\omega)}{\text{sh}(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot d)}; \quad (2.19)$$

где $Z_{\text{ноб}} = \sqrt{j\omega\mu/\sigma}$ – поверхностное сопротивление металла экрана; $\gamma_{\text{экp}} = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ – коэффициент распространения в металле экрана; d – толщина экрана.

После замены комплексной частоты в выражениях (2.18) и (2.19) на $p = s + j\omega$ и выполнения деления подобно тому, как это выполнено в системе уравнений (2.17), получено:

$$\frac{Z_{11}(p)}{p} = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \cdot \frac{1}{\sqrt{p}} \cdot \frac{\text{ch}(d\sqrt{p\mu\sigma})}{\text{sh}(d\sqrt{p\mu\sigma})}; \quad (2.20)$$

$$\frac{Z_{21}(p)}{p} = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \cdot \frac{1}{\sqrt{p}} \cdot \frac{1}{\text{sh}(d\sqrt{p\mu\sigma})}. \quad (2.21)$$

В справочниках интегральных преобразований приведена пара функций изображение – оригинал, которые связаны через преобразование Лапласа [8, 42, 43]:

$$g(p) = \frac{\operatorname{ch}(xp^{1/2})}{p^{1/2} \cdot \operatorname{sh}(lp^{1/2})}, \quad (2.22)$$

при условии, что $-l \leq x \leq l$

$$f(t) = \frac{1}{l} \theta_4 \left(\frac{x}{2l} \middle| \frac{i\pi t}{l^2} \right), \quad (2.23)$$

где θ_4 – тэта-функция четвертого типа [8]:

$$\theta_4(\nu|\tau) = (-i\tau)^{-1/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp \left(\frac{-i\pi \cdot (\nu - 1/2 + n)^2}{\tau} \right). \quad (2.24)$$

Из выражений (2.23) и (2.24) видно, что $\nu = x/2l$ и $\tau = i\pi t/l^2$. Подстановка значений из выражений (2.20) и (2.21) в формулу (2.23), производится при следующих условиях [8]:

$$x = l = d\sqrt{\mu\sigma}, \quad \nu = 1/2, \quad \tau = i\pi t/d^2\mu\sigma \quad \text{для} \quad Z_{11}(p)/p; \quad (2.25)$$

$$x = 0, \quad l = d\sqrt{\mu\sigma}, \quad \nu = 0, \quad \tau = i\pi t/d^2\mu\sigma \quad \text{для} \quad Z_{21}(p)/p. \quad (2.26)$$

Таким образом, временные зависимости параметров $\zeta(t)$ равны:

$$\zeta_{11}(t) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{1}{\underbrace{d\sqrt{\mu\sigma}}_{1/l}} \theta_4 \left(\frac{1}{2} \middle| \frac{i\pi t}{d^2\mu\sigma} \right) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma\pi t}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp \left(-n^2 \frac{d^2\mu\sigma}{t} \right) \quad (2.27)$$

$$\zeta_{21}(t) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{1}{d\sqrt{\mu\sigma}} \theta_4 \left(0 \middle| \frac{i\pi t}{d^2\mu\sigma} \right) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma\pi t}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp \left(-\left(n - 1/2\right)^2 \frac{d^2\mu\sigma}{t} \right) \quad (2.28)$$

При увеличении числа слоев в экранирующей оболочке выражения для расчета частотных зависимостей Z -параметров приобретают громоздкий вид, вследствие чего аналитический расчет, подобно тому, как это выполнено в формулах (2.18) – (2.28), становится невозможным.

Решение такой проблемы возможно при использовании численных методов. В первую очередь для этого необходимо задать в частотной области шаг приращения частоты и количество точек, по которым будут проводиться вычисления.

Двумерные матрицы A и Z -параметров станут трехмерными, где третье измерение станет частота. Программные средства, такие как MATLAB или Mathcad позволяют значительно ускорить матричные вычисления.

Переход от параметров $Z(\omega)$ к $\zeta(t)$ осуществляется посредством обратного дискретного преобразования Фурье [17, 65]:

$$f(t) = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} F(f_k) \cdot e^{j2\pi kt/N}, \quad (2.29)$$

где NT – период дискретизации сигнала во времени, N – количество отсчетов сигнала во времени, $F(f_k)$ – отсчет спектральной плотности при частоте $f_k = k / NT$.

Полученный ряд значений каждого из параметров $\zeta(t)$ во временной области необходимо привести в соответствие с исследуемым импульсным процессом. Шаг приращения времени должен быть значительно меньше, чем длительность фронта воздействующего импульса, а количество точек должно полностью покрывать длительность всего импульса. Таким образом, выбирая шаг дискретизации по частоте и количество выбранных значений в частотной области, можно обеспечить необходимую точность обратного преобразования Фурье.

Дополнительная проверка корректности полученных временных зависимостей осуществляется с использованием теоремы о начальном значении, позволяющей узнать значение в момент времени $t = 0$ [59, 169]:

$$\lim_{t \rightarrow 0} \zeta(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} \left(p \cdot \frac{Z(p)}{p} \right). \quad (2.30)$$

Последующий расчет по выражениям (2.17) сопряжен с выполнением свертки. Свертка здесь позволяет найти временную зависимость произведения двух частотно зависимых процессов и вычисляется как интеграл [7]:

$$E(t) = \zeta(t) * H'(t) = \int_0^t \zeta(\tau) \cdot H'(t - \tau) d\tau = \int_0^t \zeta(t - \tau) \cdot H'(\tau) d\tau, \quad (2.31)$$

где $H'(t) = \frac{\partial H(t)}{\partial t}$.

В дискретном виде свертка рассчитывается в виде суммы произведений временных отсчетов двух величин [137]:

$$E(t) = \sum_{m=0}^{n-1} \zeta(m \cdot \Delta t) \cdot \frac{\partial H^{n-m}}{\partial ((n-m)\Delta t)} \Delta t, \quad (2.32)$$

где Δt – шаг времени между отсчетами; n – номер последнего временного отсчета.

При расчете электромагнитных полей методом FDTD шаг приращения времени обычно имеет малое значение, лежащие в области наносекунд и менее, поэтому моделирование процессов микросекундного диапазона в трехмерном пространстве ведет к необходимости накапливать большое количество данных из предыдущих моментах времени. Вычисление свертки по выражению (2.32) с каждой новой итерацией алгоритма FDTD будет занимать все больше времени, поскольку число точек для расчета будет постоянно увеличиваться.

Экономия объема оперативной памяти и сокращение времени расчета может быть достигнуто использованием аппроксимации методом Прони и рекуррентной свертки.

Аппроксимация методом Прони позволяет получать аналитические формулы для затухающих и импульсных процессов. Исходными данными для аппроксимации является выборка из N временных отсчетов, полученных на основе обратного ДПФ, $\{f_0, f_1, f_2, \dots, f_{N-1}\}$. Метод Прони выполняет аппроксимацию методом наименьших квадратов с использованием базиса экспоненциальных функций [71, 137]:

$$f(t) = f(N \cdot \Delta t) = \sum_{i=0}^{NP-1} C_i e^{s_i \Delta t N} = \sum_{i=0}^{NP-1} C_i \mu_i^N, \quad (2.33)$$

где N – это номер временного шага, Δt – временной шаг, NP – количество аппроксимирующих экспонент, C_i – коэффициент при экспоненте, определяемый методом наименьших квадратов, s_i – комплексная частота, $\mu_i = e^{s_i \Delta t}$.

Обычно требуется выполнить аппроксимацию в несколько проходов с разными значениями параметра NP . Для этого могут использоваться различные систематические методы, такие как авторегрессионные, ортогонализации, генетические алгоритмы.

Применение базиса экспоненциальных функций для аналитического описания временных зависимостей сопротивлений экрана позволяет использовать рекуррентную свертку вместо обычной, тем самым дополнительно сокращается время расчета и объем используемой оперативной памяти. Значение свертки на каждом шаге времени N рассчитывается выражениями [137]:

$$\zeta(t) * \left. \frac{\partial H(t)}{\partial t} \right|^N = \sum_{i=0}^{NP-1} \psi_i |^N, \quad (2.34)$$

$$\psi_i|^{N} = \left(H^{N-1/2} - H^{N-3/2} \right) \cdot C_i e^{s_i} + e^{s_i} \cdot \psi_i|^{N-1}, \quad (2.35)$$

где $H^{N-1/2}$ и $H^{N-3/2}$ – последнее и предпоследнее рассчитанные значения напряженности магнитного поля на поверхности экрана соответственно.

В формуле рекуррентной свертки (2.35) требуются значения напряженности магнитного поля только за последние два временных шага, а не вся история. Значение вспомогательного параметра $\psi_i|^{N}$ высчитывается на основе значения, полученного в предыдущий момент времени. Такой порядок вычислений можно внедрить в алгоритм расчета методом FDTD.

2.2 Алгоритм расчета эффективности экранирующих оболочек радиоэлектронной аппаратуры

На рис. 2.3 представлен алгоритм расчета электромагнитных экранов на основе метода конечных разностей во временной области. Алгоритм был реализован на языке научных расчетов MATLAB.

Первым шагом в алгоритме задаются параметры экрана: количество и толщина слоев ($d_1 \dots d_5$) экранирующей оболочки, а также проводимость ($\sigma_1 \dots \sigma_5$), магнитная ($\mu_1 \dots \mu_5$) и диэлектрическая ($\varepsilon_1 \dots \varepsilon_5$) проницаемость каждого из слоев. В реализованной программе расчета можно задавать от одного до пяти слоев экрана. В алгоритме принимается, что экранирующая оболочка полностью выполнена из одного по структуре материала, поэтому, чтобы моделировать экраны со стенками из разных материалов, потребуется выполнить незначительную модификацию в расчете, учитывающую большее количество исходных данных.

На основе указанных параметров рассчитываются комплексные частотные зависимости A -параметры каждого слоя, как было описано в разделе 2.1. Следуя соотношениям из теории электрических цепей [52, 63, 67], рассчитываются частотные зависимости Z -параметров всей экранирующей оболочки. Так как размерность Z -параметров в Ом \cdot с, выполняется деление всех значений на $j\omega$ (2.16). Это приводит размерность значений к Ом/Гц, что соответствует спектральной плотности сопротивления. При переходе во временную область, посредством обратного преобразования Фурье, размерность Z -параметров снова становится в Ом \cdot с.

Полученные временные зависимости сопротивлений экрана характеризуют процесс появления электрического поля на внешней границе раздела сред «воздух-экран» и процесс проникновения электрического внутрь топологического объема радиоэлектронной аппаратуры через внутреннюю границу раздела сред «экран-воздух».

Обратное преобразование Фурье при компьютерном расчете дает в результате выборку значений для каждого из Z -параметров, по которой можно сделать вывод о точности проведенных вычислений. Импульсные процессы характеризуются фронтом и длительностью. Временные зависимости Z -параметров должны содержать дискретные значения, расположенные с шагом, значительно меньше, чем фронт импульса и их количество должно полностью покрывать длительность импульса.

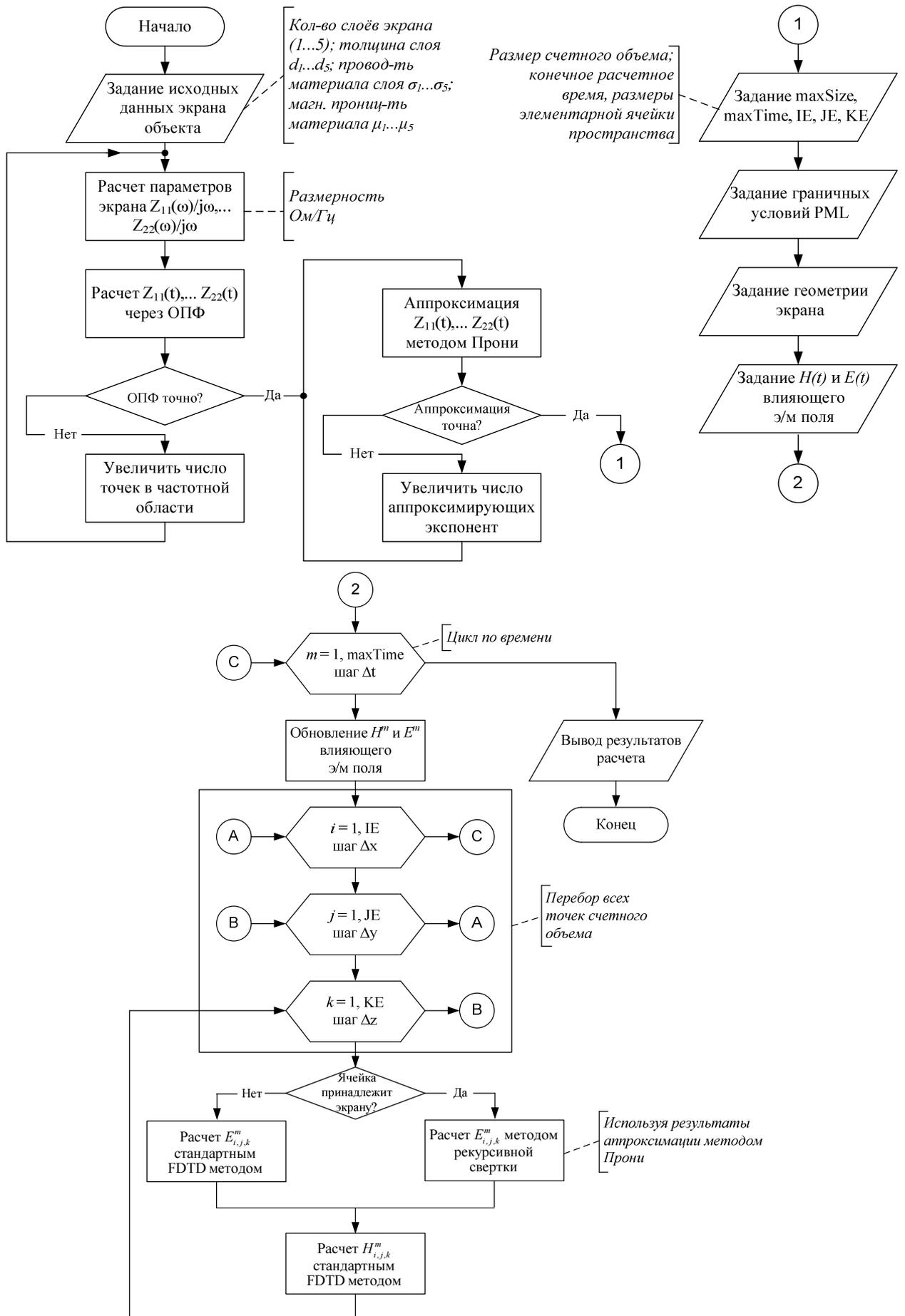


Рис. 2.3. Блок-схема алгоритма расчета электромагнитных экранов

Если одно из этих условий не выполняется, требуется повысить точность обратного преобразования Фурье путем уменьшения шага и увеличения количества точек в области частот.

После того, как требуемая точность достигнута, выполняется аппроксимация полученных зависимостей методом Прони. В ходе выполнения многократных расчетов по предложенному алгоритму, было выяснено, что при использовании 10-12 аппроксимирующих экспонент для параметров Z_{11} , Z_{22} и 14-16 для Z_{12} , Z_{21} , достигается погрешность аппроксимации, не превышающая 1%.

Далее вводятся условия моделирования: размер элементарной ячейки пространства, длина, ширина и высота счетного объема, время окончания процесса моделирования. Размер элементарной ячейки выбирается таким, чтобы при задании гармонического источника электромагнитного поля одной длине волны соответствовало не менее 25-30 ячеек. В случае с импульсным источником, такое же количество ячеек должно соответствовать фронту импульса. Шаг приращения времени определяется автоматически из размеров элементарной ячейки и условия, что скорость распространения электромагнитных колебаний в воздухе не превышает скорость света.

Точность расчета зависит от подбора поглощающих граничных условий. Использование источника электромагнитного поля внутри счетного объема имеет существенный недостаток. Достигая границ счетного объема, моделируемая электромагнитная волна отражается обратно к исследуемому объекту, тем самым искажая результаты расчета. При достаточно длительном по времени процессе переотражения могут происходить несколько раз. Для устранения переотражений использованы поглощающие граничные условия [175, 176]. Часть ячеек пространства по краям счетного объема отведена под материал, называемый PML (perfectly matched layer). Этот слой обладает коэффициентом отражения, равным 1, и в нем эффективно поглощается как электрическое поле, так и магнитное. Тем самым, создается аналог безэховой камеры для проведения испытаний на ЭМС.

На рис. 2.4 показан пример результаты работы поглощающего слоя при размерах элементарной ячейки счетного объема 1 см. Это электрическая компонента импульсного поля в моменты времени 8 нс и 22 нс.

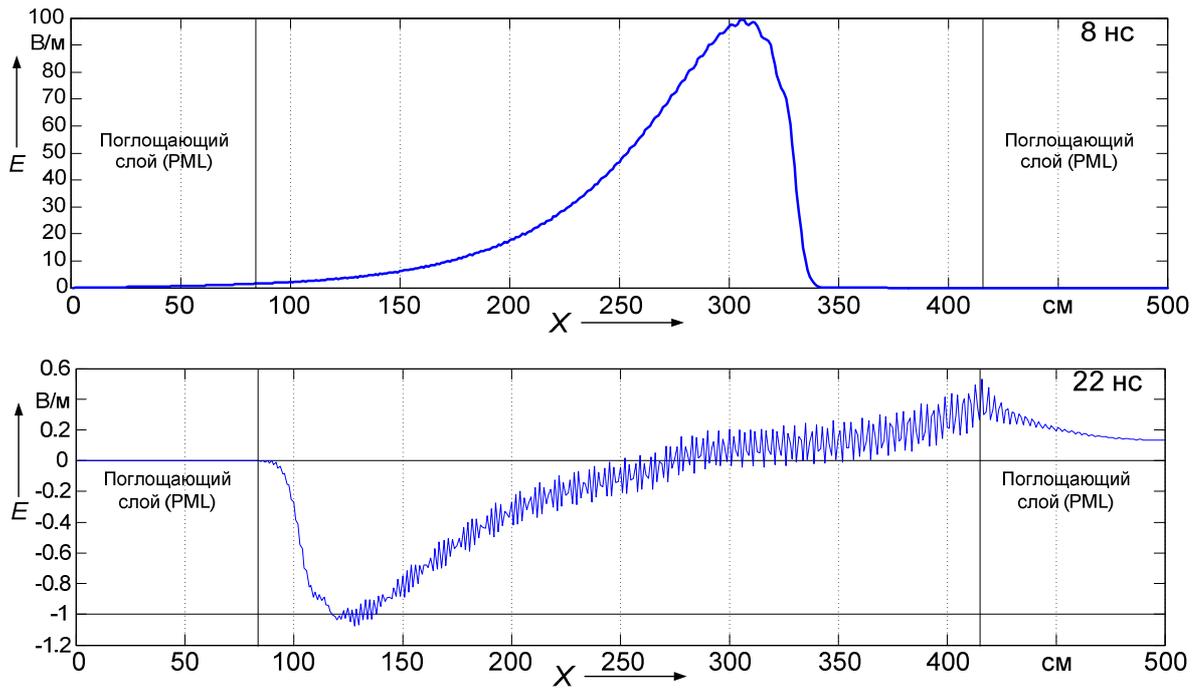


Рис. 2.4. Поглощение электрического поля на границах счетного объема

Волна с амплитудой 100 В/м, задаваемая на границе с поглощающим слоем в точке с координатами 0,85 м, распространяется вдоль положительного направления координатной оси X . Достигая поглощающего слоя у правой границы, происходит почти полное поглощение электромагнитной волны. Обратное отражение, как видно из рисунка, составляет порядка 1 В/м, что соответствует 1 % от амплитуды исходной волны. Затухание магнитного поля в слое PML происходит с той же степенью, что и для электрического.

В ходе диссертационной работы был выполнен подбор параметров поглощающего слоя при размерах элементарных ячеек счетного пространства 1 м, 1 см, 5 мм, 1 мм. Во всех случаях погрешность в расчетах распространения из-за переотражений электромагнитного поля не превышает 1-1,5%.

На следующем этапе работы алгоритма происходит определение геометрических особенностей экрана: форма, наличие отверстий и положение в окружающем пространстве. Благодаря возможности моделировать диэлектрические и проводящие материалы, можно воссоздавать практически любые условия работы радиоэлектронной аппаратуры. В диссертационном исследовании был рассмотрен вариант положения экрана аппаратуры на границе «воздух-земля», в случае, если возможно заземление экранирующей оболочки. Для описания грунта задавалась некоторая диэлектрическая проницаемость и проводимость в диапазоне 0,1-0,0001 См/м.

Далее в алгоритме следует описание воздействующего электромагнитного поля. В качестве источника выбрана плоская волна, в которой электрическая и магнитная компоненты связана через сопротивление свободного пространства 377 Ом. В кубическом счетном объеме волна проходит между противоположными гранями в соответствии с методикой суммарного и рассеянного полей [175, 176]. То, что образуется при отражении от объектов исследования поглощается граничными условиями.

В главном цикле расчета происходит прогон по всем элементарным ячейкам пространства. По очереди ведется расчет компонент электрического и магнитного полей. В соответствии с алгоритмом на каждом шаге цикла программа расчета анализирует принадлежность текущей ячейки пространства экранирующей оболочке. Если ячейка не относится к окружающему пространству, расчет происходит обычным способом. Если ячейка принадлежит экрану, то вычисление ведется с применением рекурсивной свертки и обращением к предыдущим значениям.

2.3 Исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на многослойные экранирующие оболочки

По описанному в разделе 2.2 алгоритму было проведено исследование численным методом воздействия импульсного электромагнитного поля на экранирующие оболочки без отверстий [110]. Для этой цели была написана программа расчета параметров и численного моделирования на языке MATLAB. Рассмотрены экраны, выполненные из металлов с разной проводимостью: медь, алюминий и сталь. Количество слоев металлов было взято от одного до трех. Однослойные экраны исследовались при толщине стенки 0,5 мм. В многослойных экранах толщина всех слоев выбиралась одинаковой, но так, чтобы оболочка имела общую толщину 0,5 мм. В этом разделе представлены результаты по моделированию одно-, двух- и трехслойных экранов одинаковой толщины.

Результатом вычислений в частотной области по разработанному алгоритму являются частотные зависимости параметров $Z / j\omega$, которые для экранирующих оболочек общей толщиной 0,5 мм показаны на рис. 2.5. На графиках представлены зависимости сопротивления однослойных экранов из стали, алюминия и меди (рис. 2.5, а, б), двухслойных экранов, имеющих на внешней границе слой из алюминия или меди, а на внутренней – из стали (рис. 2.5, в, г). Также приведены зави-

симости для трехслойных экранов: сталь – алюминий – сталь, сталь – медь – сталь, алюминий – сталь – алюминий и медь – сталь – медь (рис. 2.5, д – з). На графиках слева показаны зависимости для параметров Z_{11} и Z_{22} , а справа – Z_{12} и Z_{21} .

На основании зависимостей, показанных на рис. 2.5, для получения временных зависимостей сопротивлений экранов $\zeta(t)$ выполнено обратное преобразование Фурье. Результаты преобразования показаны на рис. 2.6 непрерывными линиями. Символом (\times) на графиках отмечены выборочные значения, полученные после выполнения над временными зависимостями аппроксимации методом Прони. Как видно из графиков, аппроксимированные значения полностью совпадают с исходными.

По графикам на рис. 2.6 уже видно, как будет происходить взаимодействие экранирующих оболочек с импульсным электромагнитным полем. При выполнении операции свертки, чем больше значение параметров $\zeta(t)$, тем больше будет значение электрического поля на внешней границе экрана и внутри экранированной области.

Параметр $\zeta_{11}(t)$, показывающий воздействие электромагнитного поля на внешнюю границу экрана, на графиках рис. 2.6 имеет большее значение в области более коротких времен, а при увеличении времени резко стремится к нулю. Области коротких времен на графиках можно соотнести с высокочастотными составляющими внешнего импульсного поля. Чем выше частота гармоники, тем большее электрическое поле будет присутствовать на внешней границе «воздух-экран». Электрическое поле на границе с экраном численно равно поверхностной ЭДС, которая вызывает появление поверхностных токов в проводнике. Таким образом, для экранов из алюминия и меди поверхностные токи будут на порядок меньше, чем при рассмотрении экрана из стали.

Для двух- и трехслойных экранов параметры $\zeta_{11}(t)$ имеют близкие значения, но для трехслойных оболочек значения немного меньше. Это объясняется тем, что слои из более проводящих меди и алюминия тоньше, по сравнению с двухслойной оболочкой, и сказывается присутствие слоя из стали.

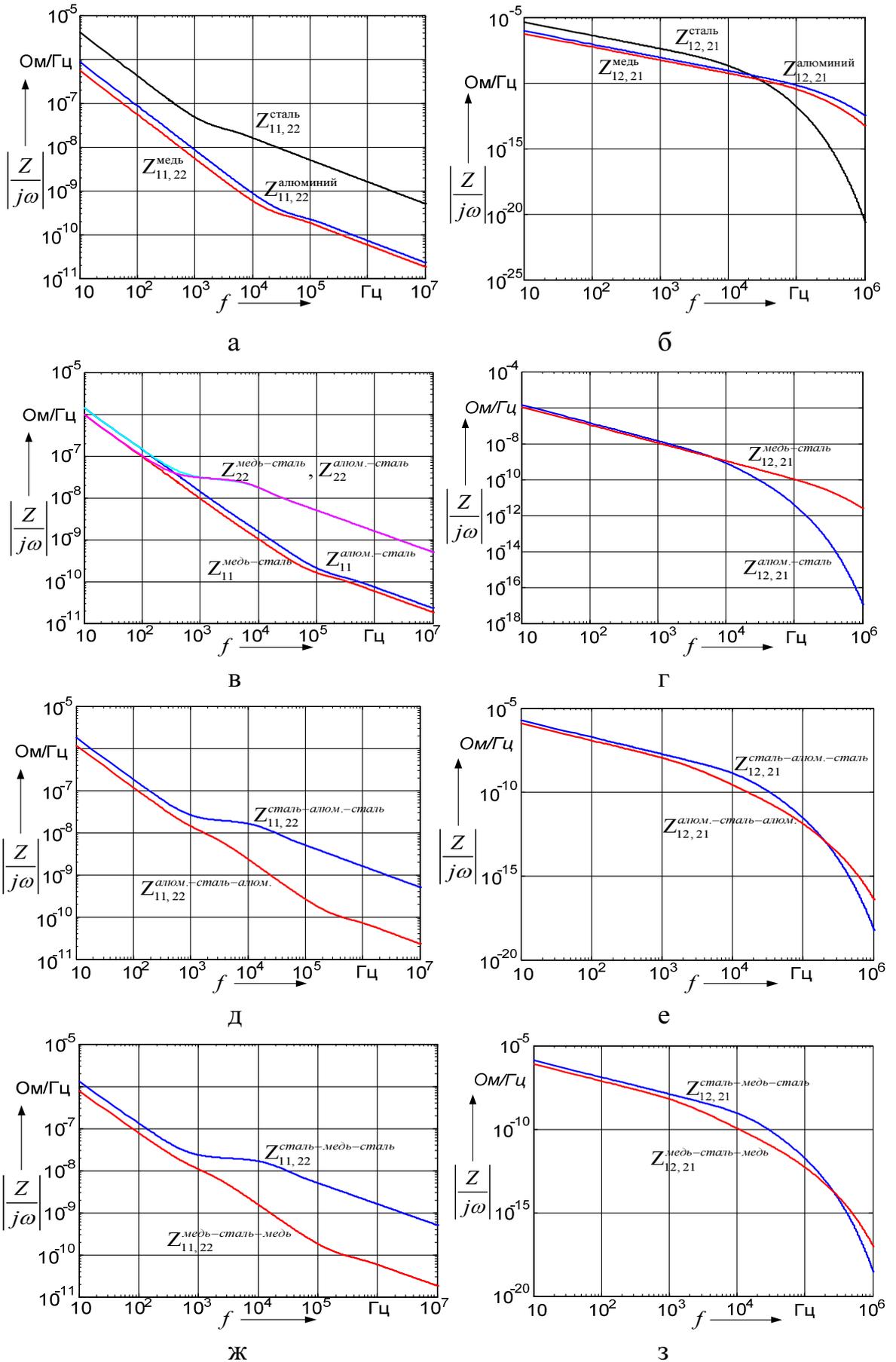


Рис. 2.5. Частотные зависимости Z - параметров исследуемых одно-, двух- и трех-слойных экранирующих оболочек: а, в, д, ж – Z_{11}, Z_{22} ; б, г, е, з – Z_{12}, Z_{21}

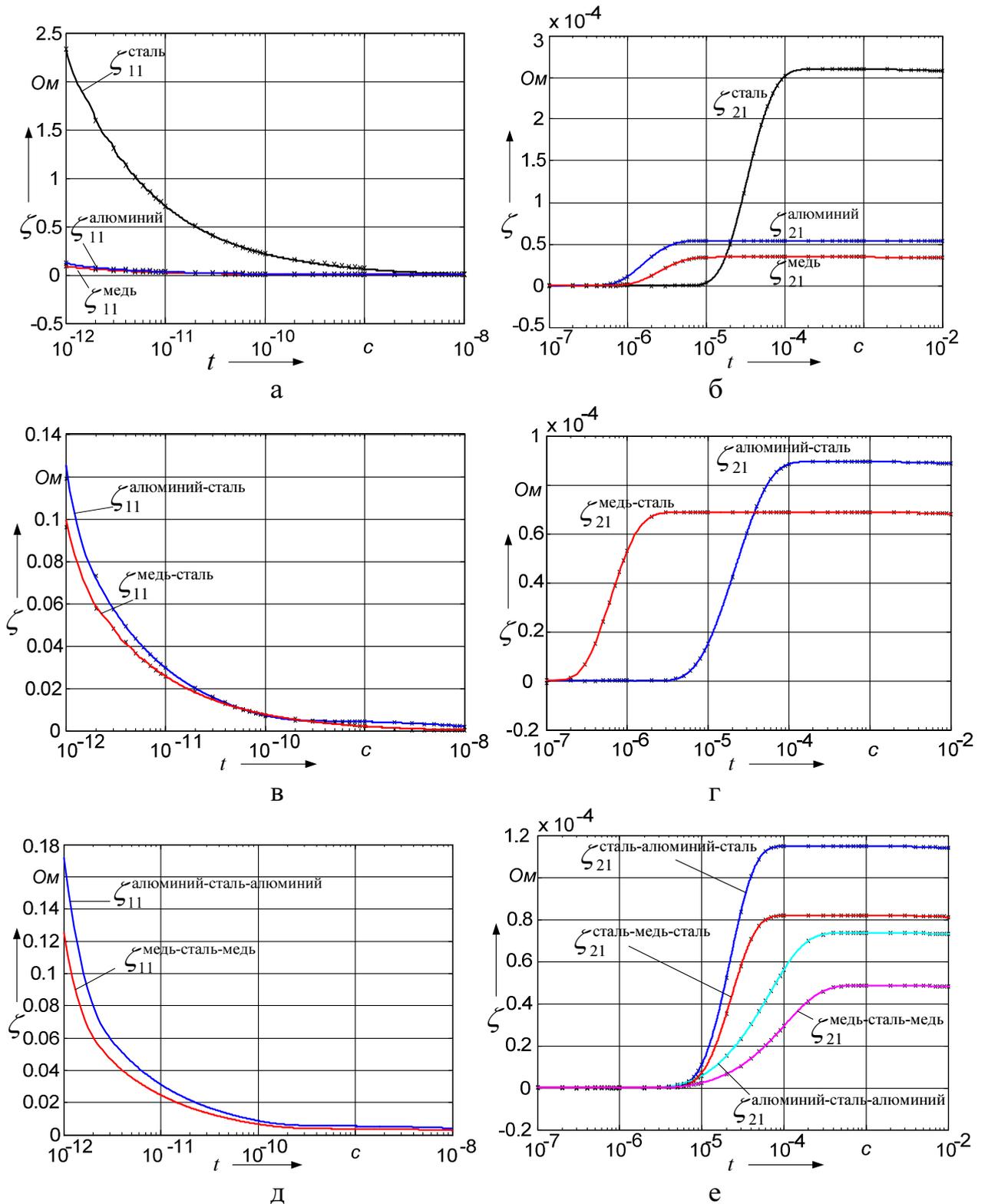


Рис. 2.6. Временные зависимости параметров $\zeta_{11}(t)$ и $\zeta_{21}(t)$ экранирующих оболочек толщиной 0,5 мм: а, б – однослойные экраны из стали, алюминия и меди; в, г – двухслойных экранов алюминий-сталь и медь-сталь; д, е – трехслойные экраны алюминий-сталь-алюминий, медь-сталь-медь, сталь-алюминий-сталь и сталь-медь-сталь

При вычислении свертки в выражениях (2.34) чем больше значение параметра $\zeta_{21}(t)$ (см. рис. 2.6, б, г, е), тем больше проникновение электромагнитного поля в экранированное пространство. Для однослойных оболочек (рис. 2.6, б) большие значения на графике для стали свидетельствуют о том, что ослабление электромагнитного поля будет меньше, чем для алюминия и меди. Однако на графике стали значения начинают нарастать в более поздний момент времени. Это означает, что благодаря наличию магнитных свойств, сталь лучше экранирует высокочастотные электромагнитные поля. В двухслойных структурах (рис. 2.6, г) уже происходит объединение достоинств магнитных и немагнитных материалов, но наилучшими показателями из рассмотренных экранов обладают трехслойные структуры (рис. 2.6, е). Следует отметить, что графики трехслойных экранов толщиной 0,5 мм начинают резко расти от точки 10^{-5} с. Таким образом, данные экраны защищают от импульсных электромагнитных полей наносекундной длительности, но импульсные воздействия микросекундного диапазона будут проникать вовнутрь защищаемого пространства.

Последующие расчеты, согласно разработанному алгоритму, были проведены с использованием метода моделирования FDTD. На рис. показаны примеры картин распределения компонент электромагнитного поля вокруг исследуемого экрана радиоэлектронной аппаратуры, показанного прямоугольником без отверстий. Габариты экрана составляют $40 \times 40 \times 20$ см. В условиях проведения моделирования была воссозданы условия, при которых экранирующая оболочка размещается на поверхности земли, для которой заданы параметры: проводимость $\sigma_{ep} = 0,01$ См/м и диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{ep} = 5$. Воздействующим электромагнитным полем является импульсная волна микросекундной длительности $6,4/16$ мкс, падающая под углом 15 градусов к поверхности земли. Электромагнитное поле задавалось как плоская волна через электрическую компоненту, амплитуда которой составила 100 В/м. Амплитуда магнитного поля составила $0,265$ А/м.

Длины волн гармоник импульсного поля микросекундной длительности значительно больше, чем размеры экрана, поэтому электромагнитное поле в значительной мере огибает препятствие, как это видно на рис. 2.7 – 2.9. При этом видна концентрация магнитного поля у границ экрана, доходящая, согласно цветовой шкале до значений $1,5$ А/м.

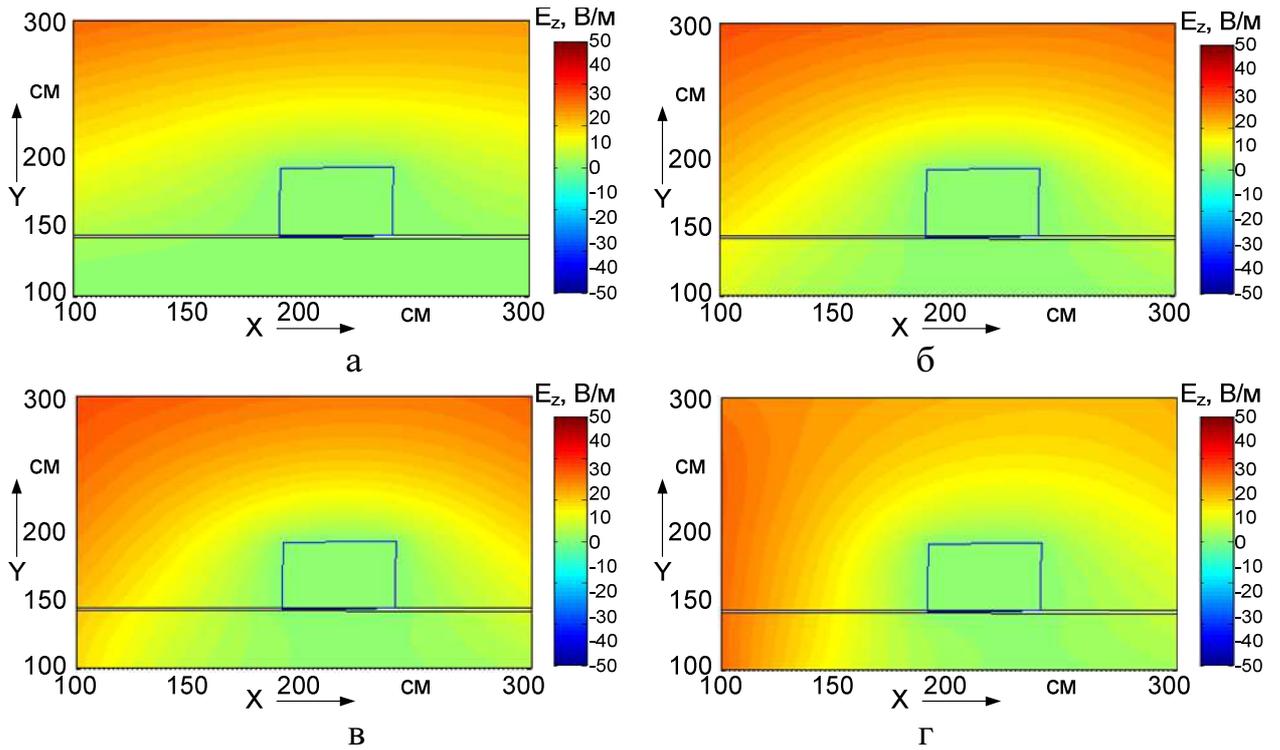


Рис. 2.7. Распределение электрического поля (E_z) при падении электромагнитной волны 6,4/16 мкс в момент времени: а – 1,3 мкс; б – 3,6 мкс; в – 5,2 мкс; г – 10 мкс

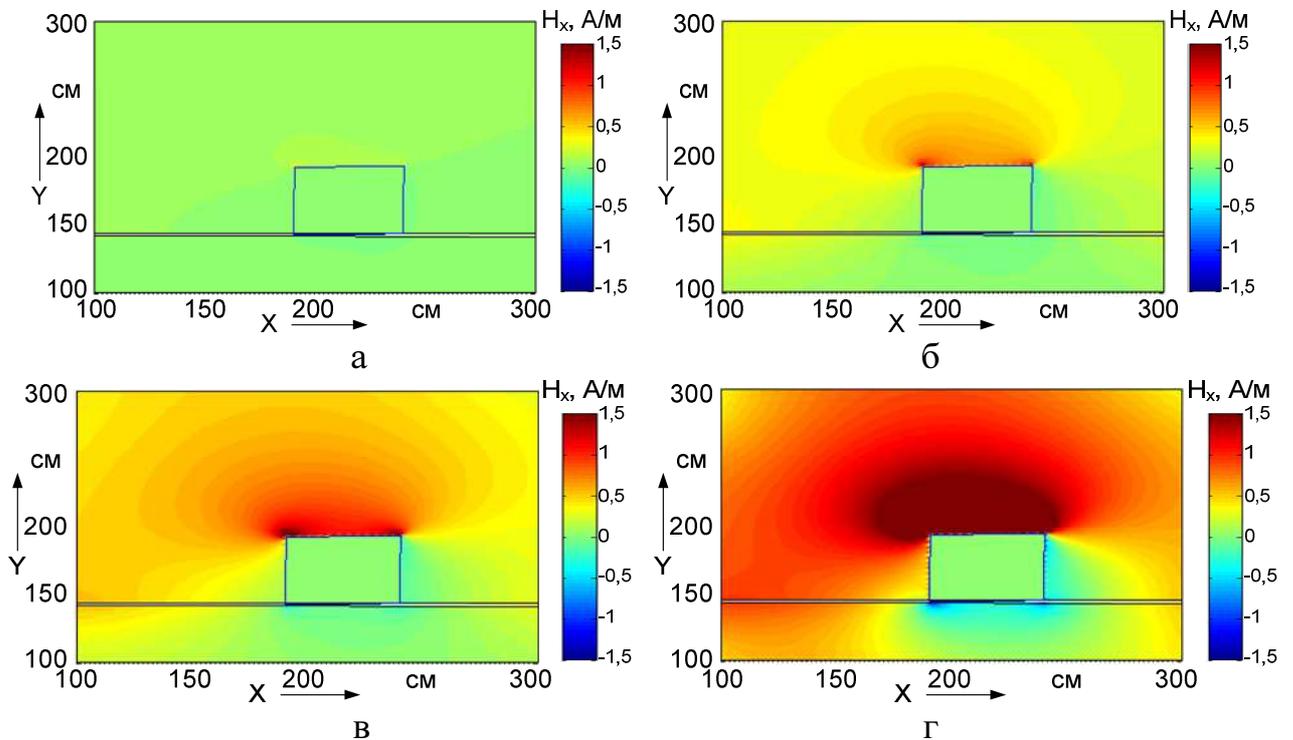


Рис. 2.8. Распределение магнитного поля (H_x) при падении электромагнитной волны 6,4/16 мкс в момент времени: а – 1,3 мкс; б – 3,6 мкс; в – 5,2 мкс; г – 10 мкс

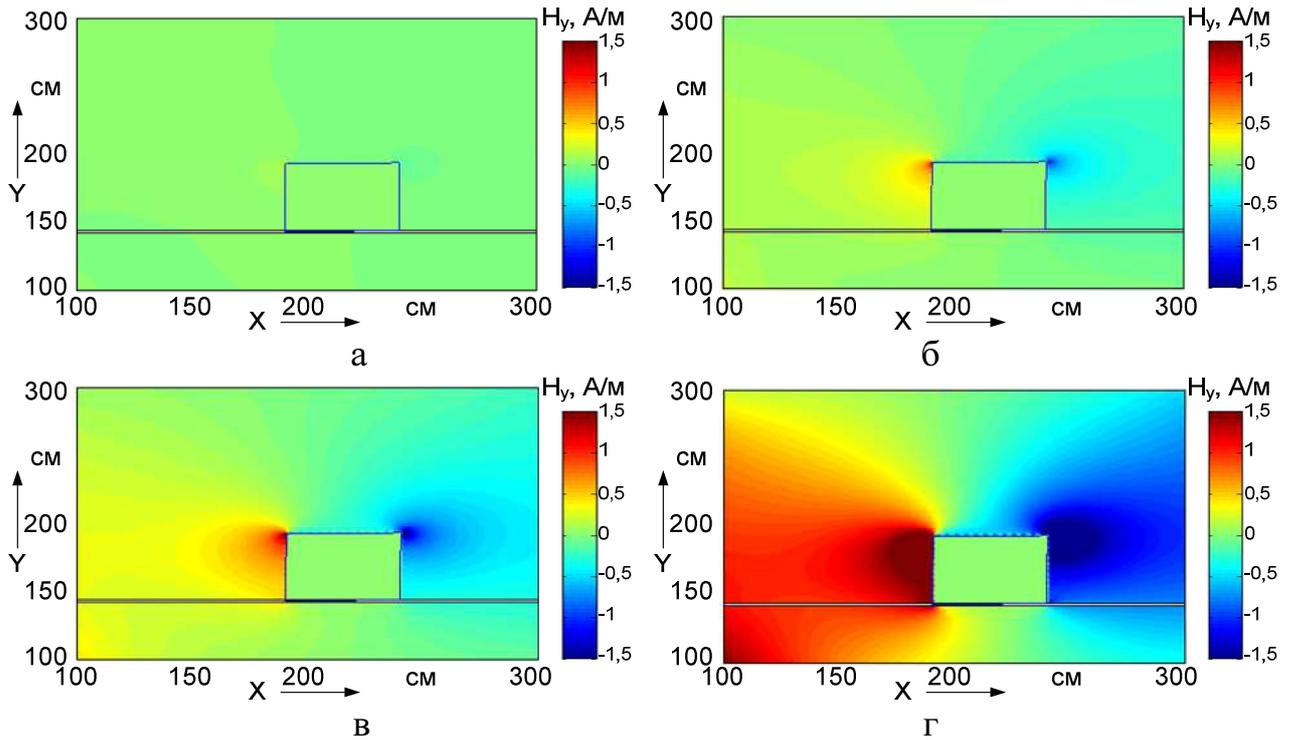


Рис. 2.9. Распределение магнитного поля (H_y) при падении электромагнитной волны 6,4/16 мкс в момент времени: а – 1,3 мкс; б – 3,6 мкс; в – 5,2 мкс; г – 10 мкс

На рис. 2.10 – 2.12 показаны временные зависимости электрического поля на внешней границе экрана и внутри него, полученные при исследовании одно-, двух- и трехслойных экранирующих оболочек. На графиках слева, где показано электрическое поле на внешней границе экрана, изменение идет по закону, соответствующему производной от биэкспоненциальной зависимости магнитного поля. Как и ожидалось, в оболочках, где внешний слой выполнен из стали, поверхностное электрическое поле имеет наибольшую амплитуду. На графиках справа электрическое поле за экраном изменяется по биэкспоненциальному закону, в основе которого временная зависимость падающей волны с изменившимися амплитудно-временными параметрами.

По графикам на рис. 2.10 – 2.12 можно сделать вывод, что при прохождении импульсного электромагнитного поля сквозь толщу экранирующей оболочки, помимо уменьшения амплитуды падающей волны, происходит снижение скорости нарастания и спада импульса. Наиболее ощутимо это происходит в экранах, имеющих в своем составе сталь.

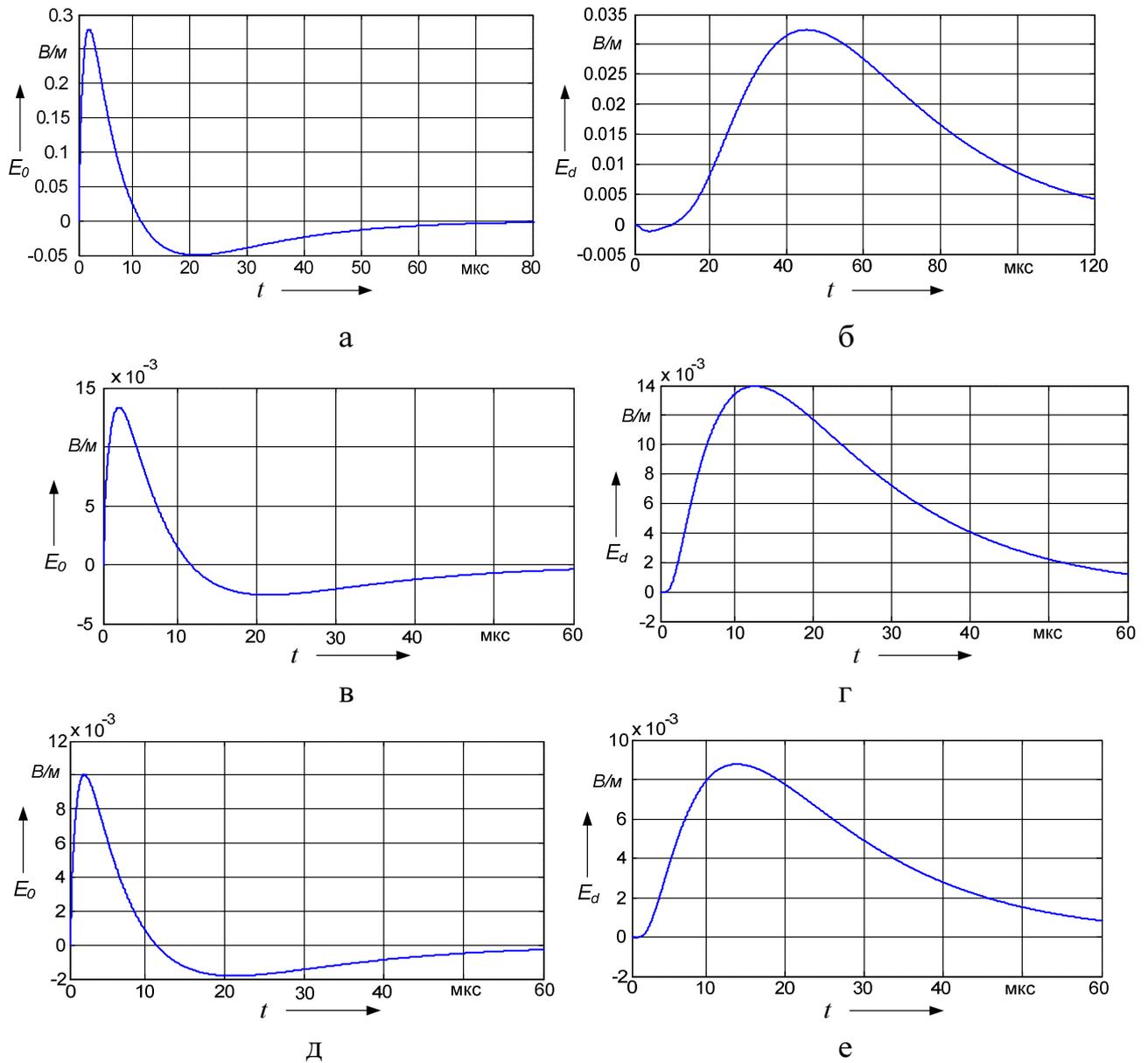


Рис. 2.10. Временные зависимости электрического поля на внешней границе экрана (слева) и за экраном (справа) при падении импульсной электромагнитной волны 6,4/16 мкс с амплитудой $E = 100$ В/м на однослойный экран толщиной 0,5 мм: а, б – сталь; в, г – алюминий; д, е – медь

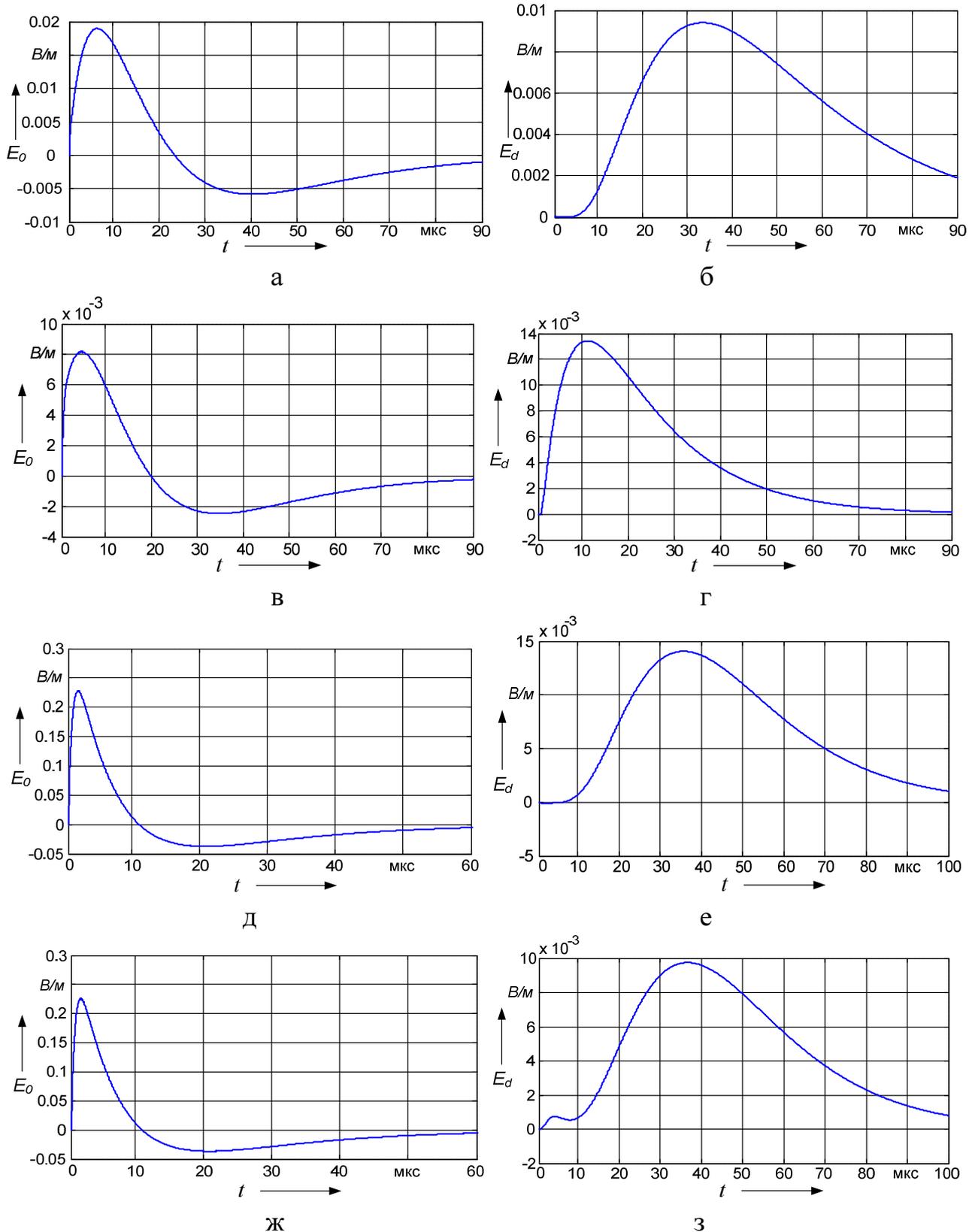


Рис. 2.11. Временные зависимости электрического поля на внешней границе экрана (слева) и за экраном (справа) при падении импульсной электромагнитной волны 6,4/16 мкс с амплитудой $E = 100$ В/м на экран толщиной 0,5 мм:

а, б – алюминий – сталь; в, г – медь – сталь; д, е – сталь – алюминий – сталь;
ж, з – сталь – медь – сталь

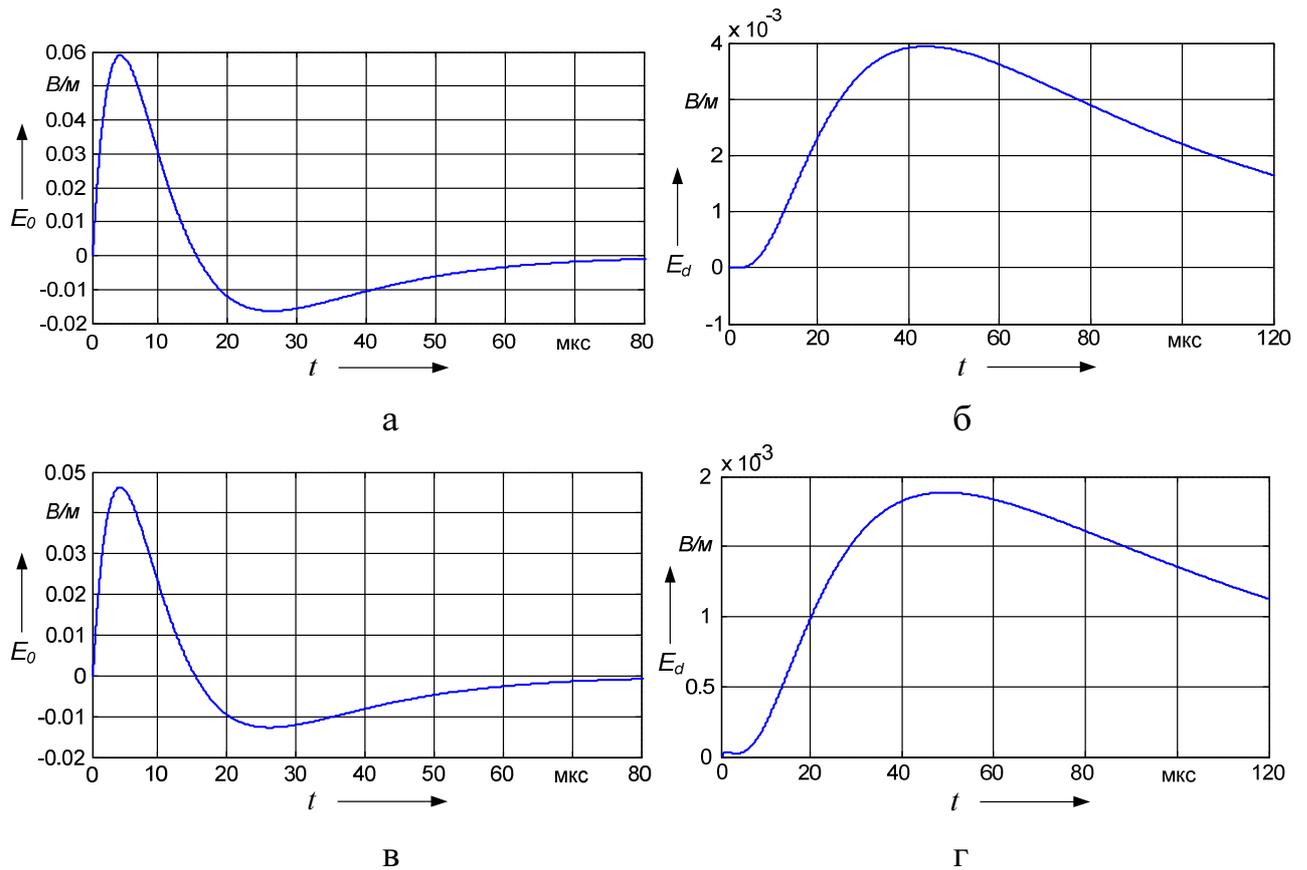


Рис. 2.12. Временные зависимости электрического поля на внешней границе экрана (слева) и за экраном (справа) при падении импульсной электромагнитной волны 6,4/16 мкс с амплитудой $E = 100$ В/м на экран толщиной 0,5 мм:
а, б – алюминий – сталь – алюминий; в, г – медь – сталь – медь

В табл. 2.1 приведена сравнительная характеристика рассмотренных экранирующих оболочек. Экранное затухание оценено на основе амплитудных значений электрического поля, проникшего в экран и исходной волны. По амплитудно-временным характеристикам наилучшую помехозащищенность для радиоэлектронной аппаратуры обеспечивает трехслойный экран медь – сталь – медь.

Результаты исследования одно-, двух- и трехслойных экранирующих оболочек

Тип экранирующей оболочки	Амплитуда электрического поля на внешней границе экрана E_0^{\max} , В/м	Амплитуда электрического поля в экране E_d^{\max} , В/м	Относительное увеличение длительности фронта импульса $\tau_{Ed} / \tau_{исх}$	Экранное затухание A_E , дБ
Сталь 0,5 мм	0,209	0,0243	4,643	72,3
Алюминий 0,5 мм	0,0105	0,01	1,289	79,6
Медь 0,5 мм	0,0075	0,0066	1,429	83,6
Алюминий – сталь	0,019	0,0094	3,428	80,5
Медь – сталь	0,082	0,0134	1,154	77,4
Сталь – алюминий – сталь	0,228	0,0141	3,661	77
Сталь – медь – сталь	0,2258	0,0097	3,76	80,2
Алюминий – сталь – алюминий	0,0591	0,0039	4,486	88,1
Медь – сталь – медь	0,0463	0,0019	5,072	94,5

2.4 Исследование воздействия электромагнитных полей на экранирующие оболочки радиоэлектронной аппаратуры с отверстиями

Для исследования экранирующих оболочек с отверстиями выбран металлический экран с габаритами 20×40×40 см и толщиной стенки 5 мм. Благодаря такой толщине металла возможно допущение, что электромагнитным полем, проникающим сквозь металл можно пренебречь, а рассматривать только поле, прошедшее через отверстия [106]. Исследование было разбито на две части: оценка эффективности экрана с одним технологическим отверстием при разных диаметрах и в случае экрана с несколькими отверстиями одного диаметра.

В первом варианте отверстие размещается в середине стенки экрана с размерами 40×40 см. Диаметры отверстий выбраны: 5 мм, 1 см, 2 см, 3 см, 5 см, 8 см, 10 см и 15 см.

Во втором случае отверстия составляют периодическую структуру. Они расположены на самой широкой грани и размещаются с равным диаметру интервалом. Для исследования выбраны пять вариантов отверстий: 5 мм, 1 см, 2 см, 3 см, 4 см и 5 см. Таким образом, вдоль длины экрана помещаются 39, 19, 9, 6 и 4 отверстия соответственно. Причем, первый вариант с отверстиями 5 мм является близким к случаю сеточного экрана. Алгоритм расчета позволяет задавать абсолютно любые геометрические особенности экранирующих оболочек, где можно комбинировать отверстия разной ширины.

В качестве воздействующего электромагнитного поля использовалась плоская электромагнитная волна, падающая нормально к поверхности экрана, где расположены отверстия. Сначала эффективность экрана была оценена в диапазоне частот от 1 МГц до 2 ГГц. Затем, было проведено исследование при воздействии импульсных электромагнитных полей, временная зависимость которых описывается биэкспоненциальным законом. Временные параметры импульса – фронт и полуспад – выбраны 5нс и 50 нс. Во всех случаях амплитуда напряженности электрического была принята 100 В/м, а амплитуда напряженности магнитного поля, согласно соотношению между компонентами плоской волны в 377 Ом, равнялась 0,265 А/м.

В алгоритме расчета по методу FDTD размер элементарной ячейки пространства был задан равным 5 мм. Исследование экранирующей оболочки проводилось в счетном объеме кубической формы со стороной 2 м. Количество ячеек вдоль каждой из сторон равнялось 400.

На рис. 2.13 показаны примеры полученных в ходе моделирования картин распределения электромагнитного поля вокруг и внутри экранирующих оболочек с отверстиями. Для примера выбраны экран с одиночным отверстием диаметром 5 см, находящийся в импульсном поле, и экран перфорированный отверстиями диаметром 3 см, на который воздействует гармоническое электромагнитное поле с частотой 1600 МГц. Рис. 2.13, а, б – распределение напряженности электрического поля вдоль оси Z; рис. 2.13, в, г – распределение напряженности магнитного поля вдоль оси X; рис. 2.13, д, е – распределение напряженности магнитного поля вдоль оси Y.

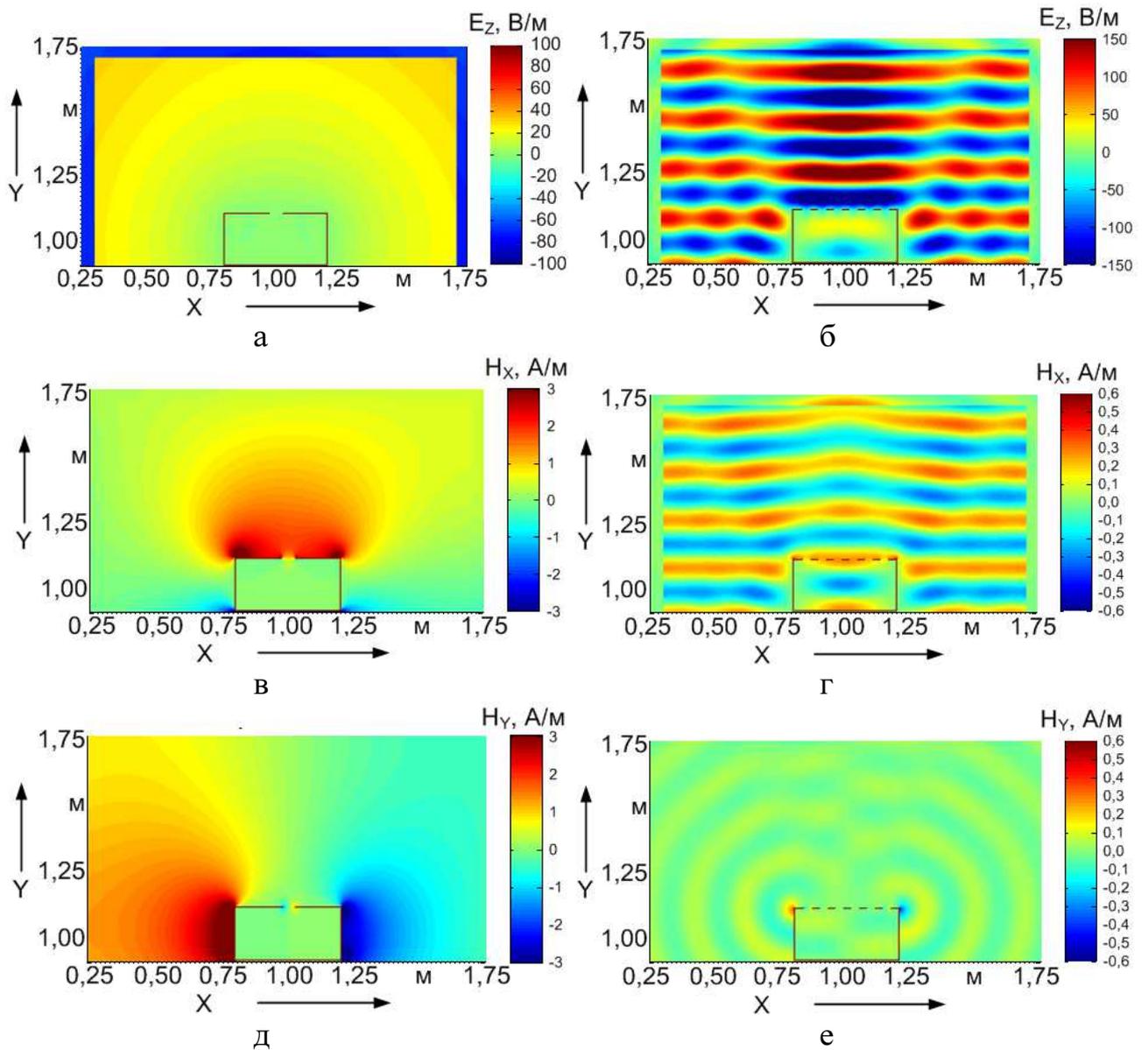


Рис. 2.13. Картины распределения напряженностей электрического магнитного поля вокруг и внутри экранирующих оболочек: а, в, д – в случае одного отверстия диаметром 5 см при воздействии импульсным электромагнитным полем; б, г, е – в случае перфорированной стенки отверстиями диаметром 3 см при воздействии гармоническим электромагнитным полем

Проникновение электромагнитного поля в экранированную область регистрировалось в центральной точке экрана. На рис. 2.14 и 2.15 показаны частотные зависимости напряженностей электрического и магнитного полей, которые были построены по амплитудным значениям, зафиксированным внутри экранов с отверстиями 5 мм – 8 см.

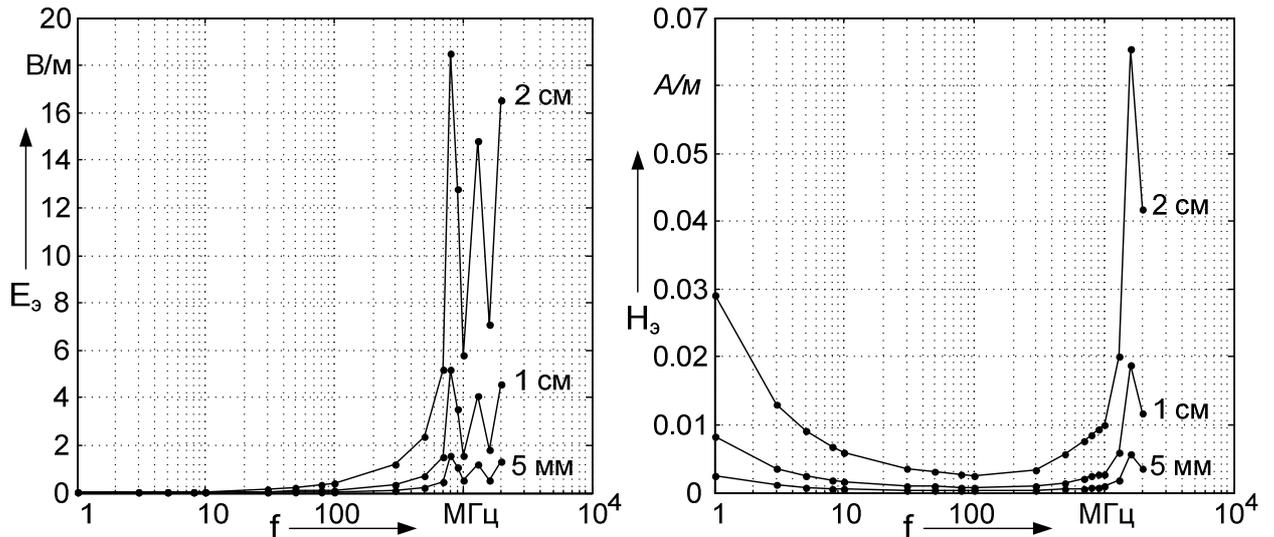


Рис. 2.14. Частотные зависимости напряженностей электрического и магнитного полей в центре экранирующих оболочек с отверстием диаметром 5 мм, 1 см и 2 см

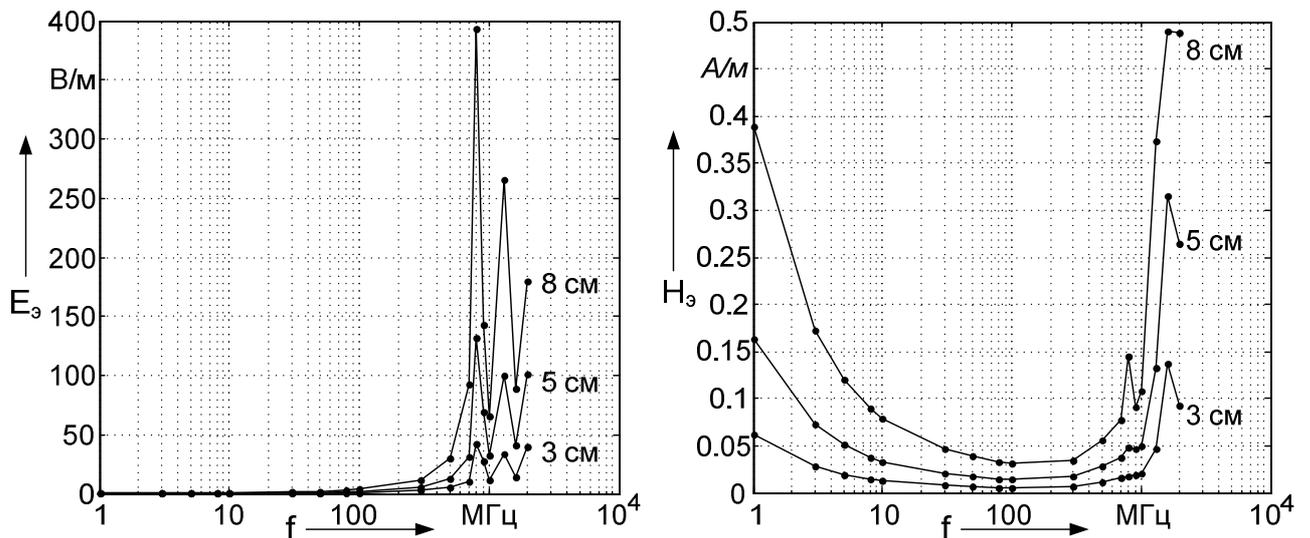


Рис. 2.15. Частотные зависимости напряженностей электрического и магнитного полей в центре экранирующих оболочек с отверстием диаметром 3 мм, 5 см и 8 см

Все графики имеют сходные тенденции к увеличению значений с ростом частоты. Причем, начиная с точки 800 МГц, образуются резкие пики в изменениях напряженностей. Такое поведение компонент электромагнитного поля связано с резонансными явлениями внутри экранирующих оболочек. Нормальное падение волны и распространение происходят вдоль меньшего габаритного размера экрана, равного 20 см, что составляет примерно половину от длины волны колебаний на частоте 800 МГц. Для магнитного поля следует отметить высокую проникающую способность в низкочастотной области. Не смотря на то, что источником влияния взята плоская электромагнитная волна, по соотношению между напря-

женностями электрического и магнитного полей видно, что внутри экрана поле плоской волной не является.

По известным амплитудным значениям компонент исходного электромагнитного поля, равным 100 В/м и 0,265 А/м, и по полученным амплитудным значениям в ходе исследований рассчитаны экранные затухания электрического и магнитного полей по формулам [37]:

$$A_E = 20 \lg \frac{E}{E_{\text{э}}}, \quad A_H = 20 \lg \frac{H}{H_{\text{э}}}, \quad (2.36)$$

где E, H – напряженности электрической и магнитной компоненты воздействующей волны; $E_{\text{э}}, H_{\text{э}}$ – напряженности компонент электромагнитного поля внутри экрана.

По результатам расчетов были построены частотные зависимости экранных затуханий для каждого из исследованных экранов с отверстиями (рис. 2.16, 2.17). Полученные кривые сходны с теми, что приводятся в [37]. На приведенных графиках ослабление электрического поля в низкочастотной области превышает значение 30 дБ и затем с ростом частоты снижается, образуя резкие провалы на частотах, где происходят резонансные явления внутри экранов.

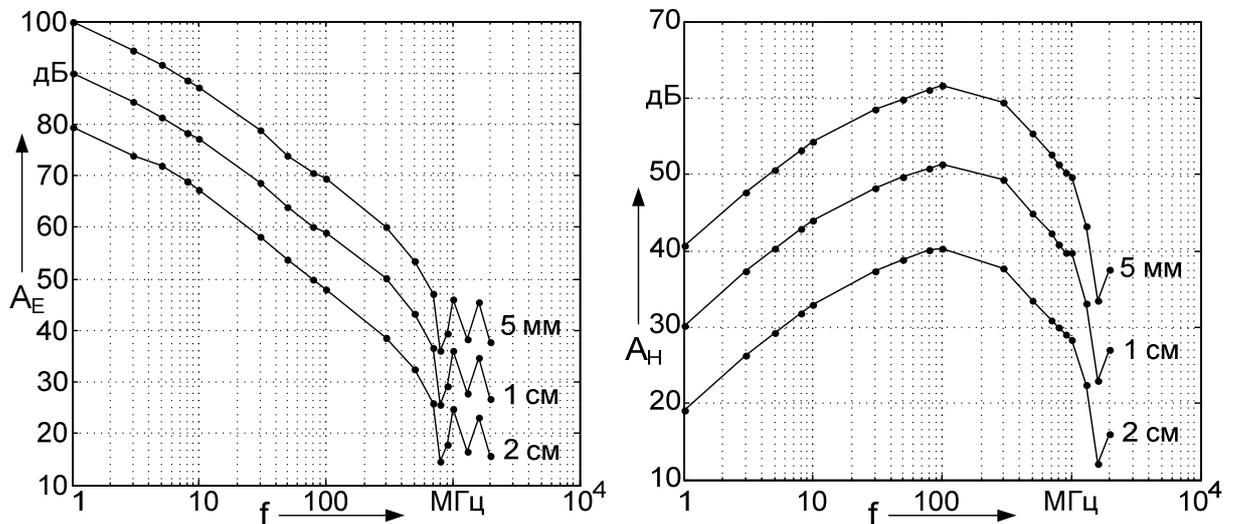


Рис. 2.16. Частотные зависимости экранного затухания для электрического и магнитного полей экранирующих оболочек с отверстием диаметром 5 мм, 1 см, 2 см

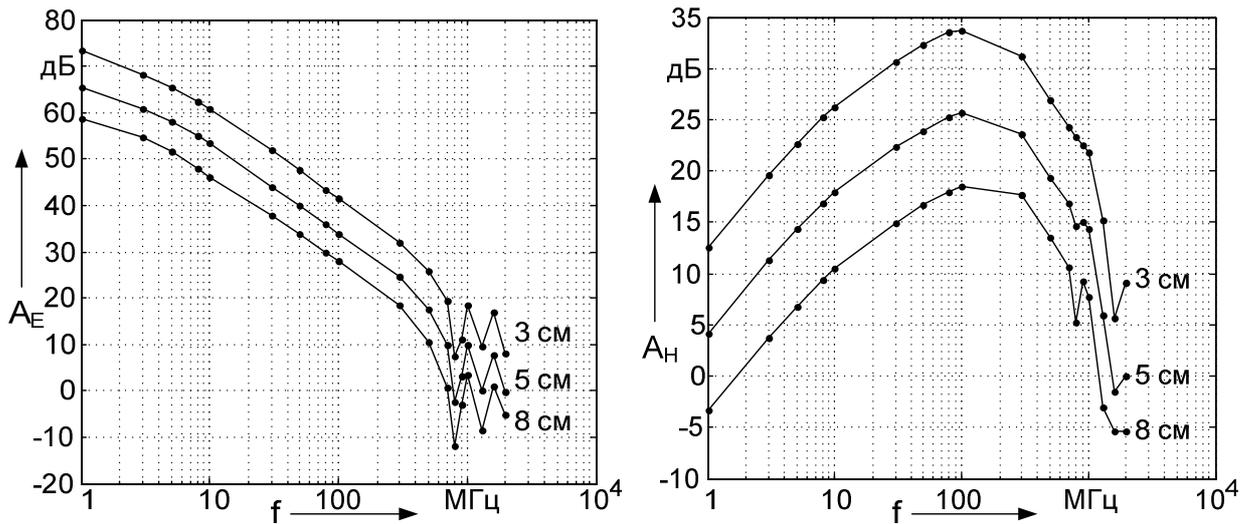


Рис. 2.17. Частотные зависимости экранного затухания для электрического и магнитного полей экранирующих оболочек с отверстием диаметром 3 см, 5 см, 8 см

Значения затухания магнитного поля меньше, чем для электрического, и для случаев, где диаметр отверстий равен или больше 5 см, затухание в низкочастотной области пропадает практически полностью. В области высоких частот в экранах с меньшими диаметрами отверстий резонансные явления для магнитного поля начинают проявляться на частоте 1600 МГц, а при увеличении отверстия до 8 см, провалы в затухании также возникают и на частоте вблизи 800 МГц.

Аналогично было проведено исследование экранирующих оболочек при наличии стенки, перфорированной несколькими отверстиями одного диаметра. На рис. 2.18 приведены частотные зависимости напряженностей электрического и магнитного полей, проникших внутрь перфорированных экранов с отверстиями 5 мм, 1 см, 2 см.

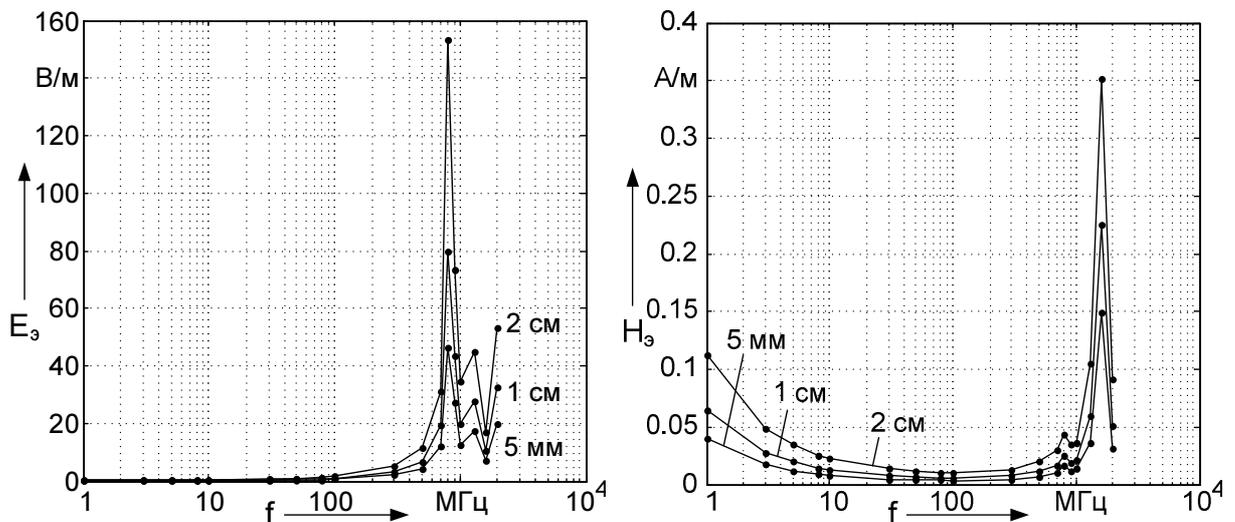


Рис. 2.18. Частотные зависимости электрического и магнитного полей в центре экранирующих оболочек, перфорированных отверстиями 5 мм, 1 см и 2 см

На рис. 2.19 приведены зависимости экранного затухания электрического и магнитного полей, построенные на основе данных рис. 2.18. Частотные зависимости имеют тот же характер, что и графики затухания для экранов с одиночными отверстиями того же диаметра, однако защищенность от внешних полей стала меньше. Значения близки к тем, что были получены для экранов с одиночными отверстиями большего диаметра, 3-8 см, но в области высоких частот явления резонанса проявляются слабее.

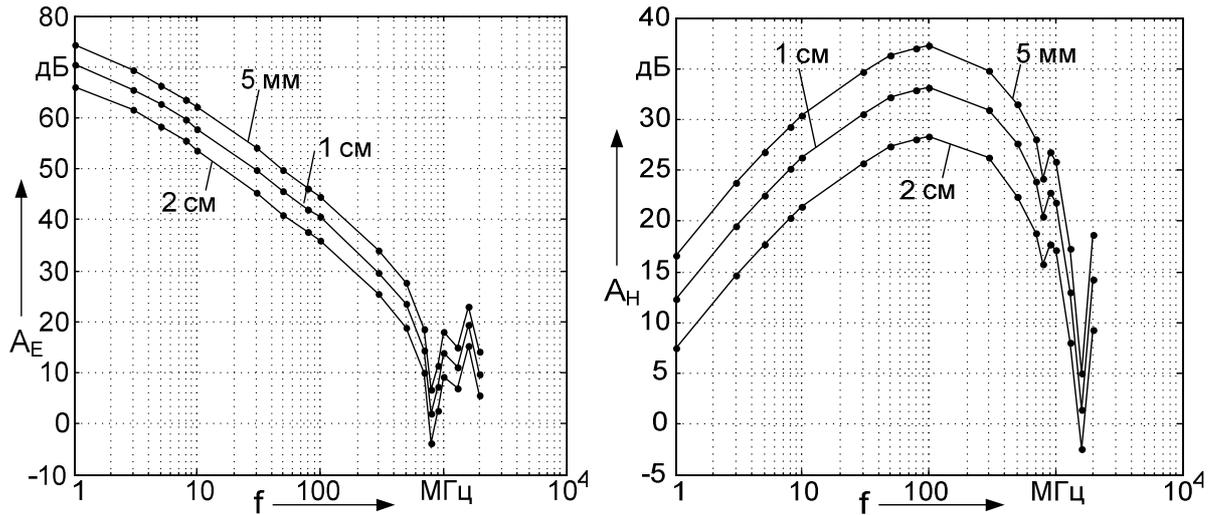


Рис. 2.19. Частотные зависимости экранного затухания для электрического и магнитного полей экранирующих оболочек, перфорированных отверстиями 5 мм, 1 см и 2 см

Снижение защищенности экранирующих оболочек к магнитному полю в низкочастотной области (рис. 2.16, 2.17, 2.19) приводит к тому, что аппаратура внутри экранов оказывается уязвима к влиянию импульсных электромагнитных полей, у которых основная энергия расположена в низкочастотной области. В диссертационном исследовании была проведена оценка эффективности экранов с отверстиями при воздействии стандартизированного импульса с параметрами фронта и длительности 5/50 нс.

На рис. 2.20 показаны зависимости напряженностей электрического и магнитного полей внутри экрана и соответствующие им зависимости экранного затухания от диаметра отверстия, полученные при исследовании воздействия импульса 5/50 нс. На рис. 2.21 показаны также графики напряженностей и экранных затуханий при воздействии импульса 5/50 нс, но для экранов с несколькими отверстиями.

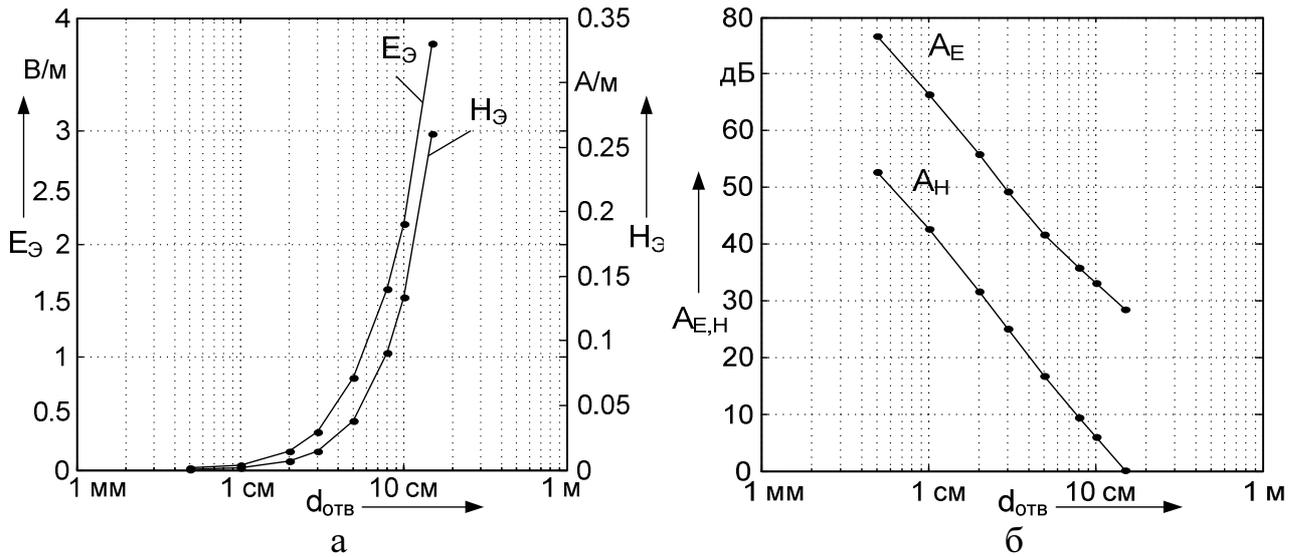


Рис. 2.20. Воздействие импульсного электромагнитного поля с временными параметрами 5/50 нс на экран с отверстием: а – зависимости амплитуд электрического и магнитного полей в центре экранирующей оболочки от диаметра отверстия; б – зависимости экранного затухания для электрического и магнитного полей экранирующей оболочки от диаметра отверстия

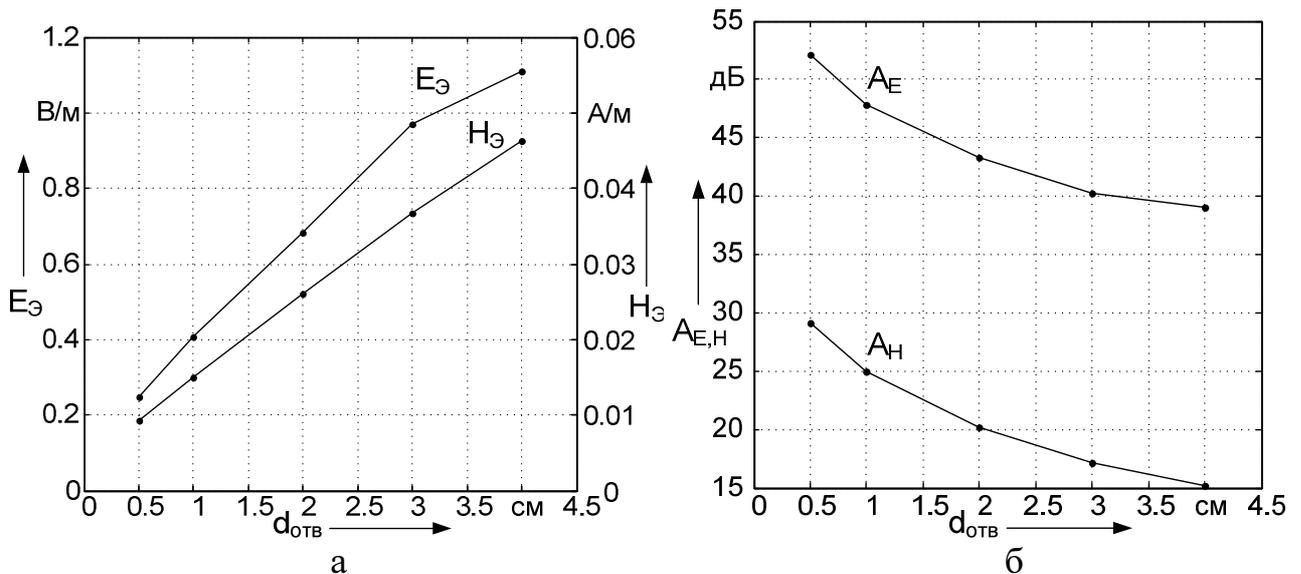


Рис. 2.21. Воздействие импульсного электромагнитного поля с временными параметрами 5/50 нс на экран с перфорированной стенкой: а – зависимости амплитуд электрического и магнитного полей в центре экранирующей оболочки от диаметра отверстий; б – зависимости экранного затухания для электрического и магнитного полей экранирующей оболочки от диаметра отверстия

Из графиков экранных затуханий на рис. 2.20 и 2.21 видно, что, по сравнению с электрическим полем, защищенность от магнитной компоненты импульсного электромагнитного поля у экранов с отверстиями меньше. Для экранов с одиночным отверстием затухание электрического поля держится вблизи значения

30 дБ при диаметре отверстия 15 см, а защищенность от магнитного поля пропадает полностью. Результаты исследования перфорированных экранов показывают, что, сравнивая со случаями одиночных отверстий того же диаметра, наличие нескольких отверстий ведет к общему снижению защищенности по обеим компонентам электромагнитного поля.

По проделанным исследованиям экранирующих оболочек с отверстиями сделаны выводы:

1) исследование экранов с отверстиями при воздействии гармонического электромагнитного поля показали, что в низкочастотной области экраны обладают высокой защищенностью к электрическому полю и низкой к магнитному. Большое проникновение магнитного поля является опасным фактором, влияющим на уязвимость защищаемых цепей;

2) в экранах с отверстиями на высоких частотах наблюдается явление резонансов, зависящее от геометрических размеров корпуса и которое может приводит к образованию внутри стоячих электромагнитных волн большой амплитуды, что крайне опасно для радиоэлектронной аппаратуры;

3) наличие перфорации или нескольких отверстий в экране увеличивает проникновение электромагнитного поля вовнутрь и уменьшает резонансные явления на высоких частотах;

4) сравнение воздействия импульсов с временными параметрами 5/50 нс и 50/100 нс показало, что чем медленнее импульсное электромагнитное поле, тем ниже защищенность к магнитной составляющей. Защищенность от электрического поля при увеличении фронта и длительности импульса растет.

2.5 Математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на линии связи микропроцессорных устройств

Исследование уязвимости сложных радиоэлектронных систем включает в себя оценку использования линий связи при наличии влияющих электромагнитных полей. Если аппаратура состоит из нескольких отдельных устройств, они могут быть помещены в отдельные корпуса, которые затем соединяют между собой коммутационными и питающими кабелями. При достаточно большом количестве блоков системы и разнесении их на расстояния, значительно превышающие габариты устройств, окружающая электромагнитная обстановка ведет к появлению в

линиях связи помех, которые ухудшают качество передаваемых сигналов. Примерами таких систем являются автоматика управления ж.д. станциями, локальные сети в пределах ограниченной территории, системы поездной радиосвязи и т.д.

Используемые системы разработаны с учетом присутствия некоторого уровня индустриальных помех. Когда же появляется мощное электромагнитное поле, возникает опасность появления отказов аппаратуры от перенапряжений, поступающих из линий связи. Необходимо иметь полную уверенность, что выбранные средства защиты в местах соединения кабелей с аппаратурой будут справляться с вероятными воздействиями. Мощное импульсное электромагнитное поле, как один из наиболее опасных видов воздействия, за счет большой скорости нарастания фронта импульса ведет к появлению значительной ЭДС в элементах линий связи.

Как уже рассматривалось в разделе 1.6, существующие методы позволяют оценивать наведенные напряжения в кабелях связи на промышленной частоте или частоте 800 Гц, что не дает проводить полноценные исследования воздействия импульсных полей, спектр которых может содержать значительное количество гармонических составляющих. Руководящие указания и работы ученых [23, 78, 79, 90-94, 103] дают решения, которые ограничены случаями близкого расположения ЛЭП, контактной сети ж.д. дорог и т.д. С практической точки зрения необходимо иметь единую методику определения помехоустойчивости линий связи радиоэлектронной аппаратуры, в которой можно учесть внешнее электромагнитное поле абсолютно любой временной зависимости, в т. ч. импульсной.

Импульсные процессы часто описываются формулой биэкспоненциальной зависимости [23]:

$$E(t) = E_0 \left(e^{-t/\tau_d} - e^{-t/\tau_r} \right), \quad (2.37)$$

где E_0 – амплитуда импульса, τ_r и τ_d – параметры фронта и спада импульса.

Решение неоднородной системы дифференциальных уравнений (1.18) для однопроводной цепи, в виде которой рассматривается экран кабеля конечной длины, имеет вид [79]:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{U}_{\text{экp}}(\omega, x) = \dot{E}(\omega) \left[\frac{ch(\ln \sqrt{p_H}) ch(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot (l_K - x) - \ln \sqrt{p_K}) - \rightarrow}{\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot sh(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot l_K - \ln \sqrt{p_H p_K})} \right. \\ \left. \rightarrow - ch(\ln \sqrt{p_K}) ch(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot x - \ln \sqrt{p_H}) \right], \end{aligned} \right. \quad (2.38)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{I}_{\text{экp}}(\omega, x) = - \frac{\dot{E}(\omega)}{Z_{\text{прод}}} \left[1 - \frac{ch(\ln \sqrt{p_H}) \cdot sh(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot (l_K - x) - \ln \sqrt{p_K}) + \rightarrow}{sh(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot l_K - \ln \sqrt{p_H p_K})} \right. \\ \left. \rightarrow + ch(\ln \sqrt{p_K}) \cdot sh(\gamma_{\text{экp}}(\omega) \cdot x - \ln \sqrt{p_H}) \right], \end{aligned} \right. \quad (2.39)$$

где $\dot{E}(\omega)$ – продольная ЭДС, наводимая в экране кабеля, равная тангенциальной составляющей воздействующего электрического поля, В/м; $\gamma_{\text{экp}}$ – коэффициент распространения экрана кабеля; $Z_{\text{прод}} = R_{\text{экp}} + j\omega L_{\text{экp}}$ – продольное сопротивление экрана кабеля; l_K – длина кабеля; $p_H = Z_{31} - Z_{6 \text{ экp}} / (Z_{31} + Z_{6 \text{ экp}})$, $p_K = Z_{32} - Z_{6 \text{ экp}} / (Z_{32} + Z_{6 \text{ экp}})$ – коэффициенты отражения, рассчитываемые на основе сопротивлений заземлений по концам экрана кабеля Z_{31} , Z_{32} и волнового сопротивления; x – координата вдоль длины кабеля.

Частными случаями решения (2.38) и (2.39) являются ситуации, особенно характерные для кабелей конечной длины, когда экранирующая оболочка не заземляется по концам. Тогда выражения (2.38) и (2.39) примут упрощенный вид. Напряжение и сила тока в экране относительно земли в начале и конце цепи [79]:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{U}_{\text{экpH}}(\omega) = -\dot{U}_{\text{экpK}}(\omega) = \dot{E}(\omega) \frac{Z_{\text{волн}}}{Z_{\text{прод}}} th \left[\gamma_{\text{экp}} \frac{l_K}{2} \right], \\ \dot{I}_{\text{экpH}} = \dot{I}_{\text{экpK}} = 0. \end{aligned} \right. \quad (2.40)$$

Те же параметры, но в середине цепи при $x = l_K / 2$ [79]:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{U}_{\text{экp}/2} = 0, \\ \dot{I}_{\text{экp}/2} = - \frac{\dot{E}(\omega)}{Z_{\text{прод}}} \left(1 - \frac{1}{ch \left[\gamma_{\text{экp}} \frac{l_K}{2} \right]} \right). \end{aligned} \right. \quad (2.41)$$

В выражениях (2.38) – (2.41) используется напряженность электрического поля, определенная в частотной области. При переходе из временной области в частотную посредством преобразования Фурье размерность преобразованной величины оказывается разделенной на рад⁻¹ или Гц, что соответствует спектральной плотности. Для сохранения размерности в частотной области следует использовать преобразование Фурье по Карсону, отличающееся от обычного наличием множителя $j\omega$ [43, 54]:

$$F(\omega) = j\omega \int_0^{\infty} e^{-j\omega t} f(t) dt, \quad (2.42)$$

где $f(t)$ – исходная временная зависимость исследуемого процесса.

При описании воздействующего импульсного электромагнитного поля биэкспоненциальной зависимостью, прямое преобразование Фурье по Карсону (2.42) даст аналитическое выражение [60]:

$$E(\omega) = E_0 \left(\frac{j\omega}{j\omega + 1/\tau_d} - \frac{j\omega}{j\omega + 1/\tau_r} \right). \quad (2.43)$$

Если импульсное воздействие имеет зависимость, не поддающуюся аналитическому описанию, нужно использовать дискретное преобразование Фурье на основе выражения (2.43), после которого следует выполнить нормировку значений по частоте. Сравнение значений, полученных для имеющегося биэкспоненциального импульса с использованием аналитического выражения и через численное преобразование, дало практически одинаковые значения. Расхождение между аналитическим и численным расчетом не превышает 1%.

Чтобы задать продольную компоненту напряженности внешнего электрического поля от некоторого источника (канал тока молнии, радиопередающие средства, радиолокационное оборудование), можно воспользоваться формулой на основе граничных условий Леонтовича [62, 114]:

$$E_{\tau} = \frac{E_B}{\sqrt{60\lambda\sigma}}, \quad (2.44)$$

где E_B – вертикальная составляющая электрического поля; λ – длина волны электромагнитного излучения; σ – удельная проводимость поверхности земли, вдоль которой распространяется электромагнитное поле.

С полученными значениями напряженности поля в частотной области уже можно вести расчет тока и напряжения в цепи экрана, используя формулы (2.38) – (2.41). Определение напряжений, возникающих в сердечнике кабеля, тре-

бует определения параметров электромагнитной связи между экраном и жилами. Наиболее часто применяемым видом защиты от внешних помех в коротких кабелях является оплеточный экран. Неполное оптическое перекрытие в оплеточном экране приводит к тому, что через ромбовидные щели вглубь проникает часть внешнего электромагнитного поля.

Расчет эффективности оплеточного экрана начинается с определения заполнения и оптического перекрытия [23]:

$$F = N_n d_n N_{жс} / 4\pi a \cos \alpha; \quad (2.45)$$

$$K = 2F - F^2, \quad (2.46)$$

где N_n – число проволок в жгуте оплетки; d_n – диаметр проволоки, $N_{жс}$ – количество жгутов; a – радиус экрана, α – угол плетения.

Степень проникновения электромагнитного поля в сердечник характеризуют полное сопротивление и полная проводимость связи [23]:

$$Z_{св} = Z_d + j\omega M_{12}; \quad (2.47)$$

$$Y_{св} = j\omega C_{12}, \quad (2.48)$$

где Z_d – сопротивление, учитывающее проникновение электромагнитной энергии через экран; M_{12} – коэффициент взаимной индукции между экраном и внутренними проводниками, характеризующий проникновение магнитного поля через ромбовидные щели; C_{12} – электрическая емкость между внутренними проводниками и землей.

Полное сопротивление связи может быть найдено по формулам [23]:

$$Z_d = \frac{4}{\pi d^2 N_n N_{жс} \sigma_c \cos \alpha} \cdot \frac{(1-j)d_n / \delta}{sh[(1+j)d_n / \delta]}, \quad (2.50)$$

$$M_{12} = \begin{cases} \frac{\pi\mu_0}{6N_{жс}} (1-K)^{3/2} \frac{e^2}{E(e) - (1-e^2)K(e)} & (\alpha < 45^\circ); \\ \frac{\pi\mu_0}{6N_{жс}} (1-K)^{3/2} \frac{e^2 / \sqrt{1-e^2}}{K(e) - E(e)} & (\alpha > 45^\circ), \end{cases} \quad (2.51)$$

где K – оптическое перекрытие; σ_c – удельная проводимость экрана; $K(e)$, $E(e)$ – полные эллиптические интегралы первого и второго рода; $\delta = 1 / \sqrt{\pi f \mu \sigma_c}$ – глубина проникновения;

$$e = \begin{cases} \sqrt{1 - \operatorname{tg}^2 \alpha} & (\alpha < 45^\circ); \\ \sqrt{1 - \operatorname{ctg}^2 \alpha} & (\alpha > 45^\circ). \end{cases} \quad (2.52)$$

Полная проводимость вычисляется на основе следующего выражения [23]:

$$C_{12} = \begin{cases} \frac{\pi C_1 C_2}{6 \varepsilon N_{\text{жс}}} (1 - K)^{3/2} \frac{1}{E(e)} & (\alpha < 45^\circ); \\ \frac{\pi C_1 C_2}{6 \varepsilon N_{\text{жс}}} (1 - K)^{3/2} \frac{\sqrt{1 - e^2}}{E(e)} & (\alpha > 45^\circ), \end{cases} \quad (2.53)$$

где C_1 – емкость на единицу длины между внутренними проводниками и экраном; C_2 – емкость на единицу длины между экраном и землей; ε – диэлектрическая проницаемость изоляции внутри кабеля.

Емкости «оболочка-земля» и «жила-оболочка» из предыдущей формулы соответственно равны [23, 78, 79]:

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln(2b/r_2)}, \quad (2.54)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon \cdot 10^{-9}}{18 \cdot \ln \left[\frac{r_1 - \frac{\varepsilon^2}{1 - \delta^2}}{r_a} \right]}, \quad (2.55)$$

где b – толщина слоя внешней изоляции; r_1, r_2 – внутренний и внешний радиусы экрана; r_a – радиус жилы; $\varepsilon = \Delta / r_1$ – эксцентриситет жилы, равный отношения жилы кабеля от центра (Δ) к внутреннему радиусу оболочки; $\delta = r_a / r_1$.

Первичные параметры экрана кабеля, как защитного элемента для информационных жил определяются по следующим формулам. Внутреннее сопротивление экрана [23]:

$$Z_i = \frac{(1 + j)T / \delta_c}{2\pi a \sigma_c T} \operatorname{cth}[(1 + j)T / \delta_c], \quad (2.56)$$

где δ_c – эквивалентная глубина проникновения тока в экран; σ_c – удельная проводимость экрана; T – толщина экрана; a – радиус экрана кабеля.

Индуктивность экранирующей оболочки [79]:

$$L = \frac{\mu_a}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \quad (2.57)$$

где b – внешний радиус изоляции кабеля.

Емкость как первичный параметр экрана определяется по формуле (2.55). На основе емкости рассчитывается проводимость изоляции [79]:

$$G = 2\pi f C \operatorname{tg} \delta, \quad (2.58)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

На основе первичных параметров можно определить волновые – волновое сопротивление и коэффициент распространения [79]:

$$Z_{\text{волн}} = \sqrt{\frac{Z_i + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (2.59)$$

$$\gamma_{\text{экр}} = \sqrt{(Z_i + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (2.60)$$

По известным зависимостям силы тока в оболочке кабеля и сопротивления связи, можно определить напряжение «жила-оболочка» [79]:

$$U_{\text{ж-об}} = I_{\text{экр}} \cdot Z_{\text{св}}. \quad (2.61)$$

Для перехода в двухпроводную цепь и расчета напряжения «жила-жила» необходимо использовать коэффициент чувствительности, характеризующий переход индуктированной энергии с однопроводной цепи в двухпроводную [79]:

$$U_{\text{ж-ж}} = U_{\text{ж-об}} \cdot \eta. \quad (2.62)$$

Коэффициент чувствительности зависит от множества параметров кабеля и условий использования кабеля [78, 79]. Наиболее точные значения коэффициента чувствительности могут быть получены экспериментальным путем. В диссертационном исследовании при выполнении расчетов для кабеля МСЭ-2 использованы значения, приведенные в разделе 3.4.

2.6 Алгоритм расчета наведенных токов и напряжений в кабелях конечной длины

Разработанный алгоритм определения наведенных напряжений и токов в кабелях конечной длины показан на рис. 2.22. Алгоритм был реализован в виде программы на языке MATLAB.

Внешнее электромагнитное поле рассматривается как одиночный импульс с биэкспоненциальной временной зависимостью, для которой в программе расчета определяются амплитуда, длительности фронта и спада. Воздействие задается через вертикальную компоненту электрического поля, которая при рассмотрении кабеля подвешенного или проложенного горизонтально затем пересчитывается в тангенциальную составляющую. Параметры кабеля первичные, волновые и связи

имеют частотные зависимости, поэтому над исходным импульсом поля производится быстрое преобразование Фурье по Карсону, позволяющее выполнять расчеты в частотной области с сохранением размерности (В/м).

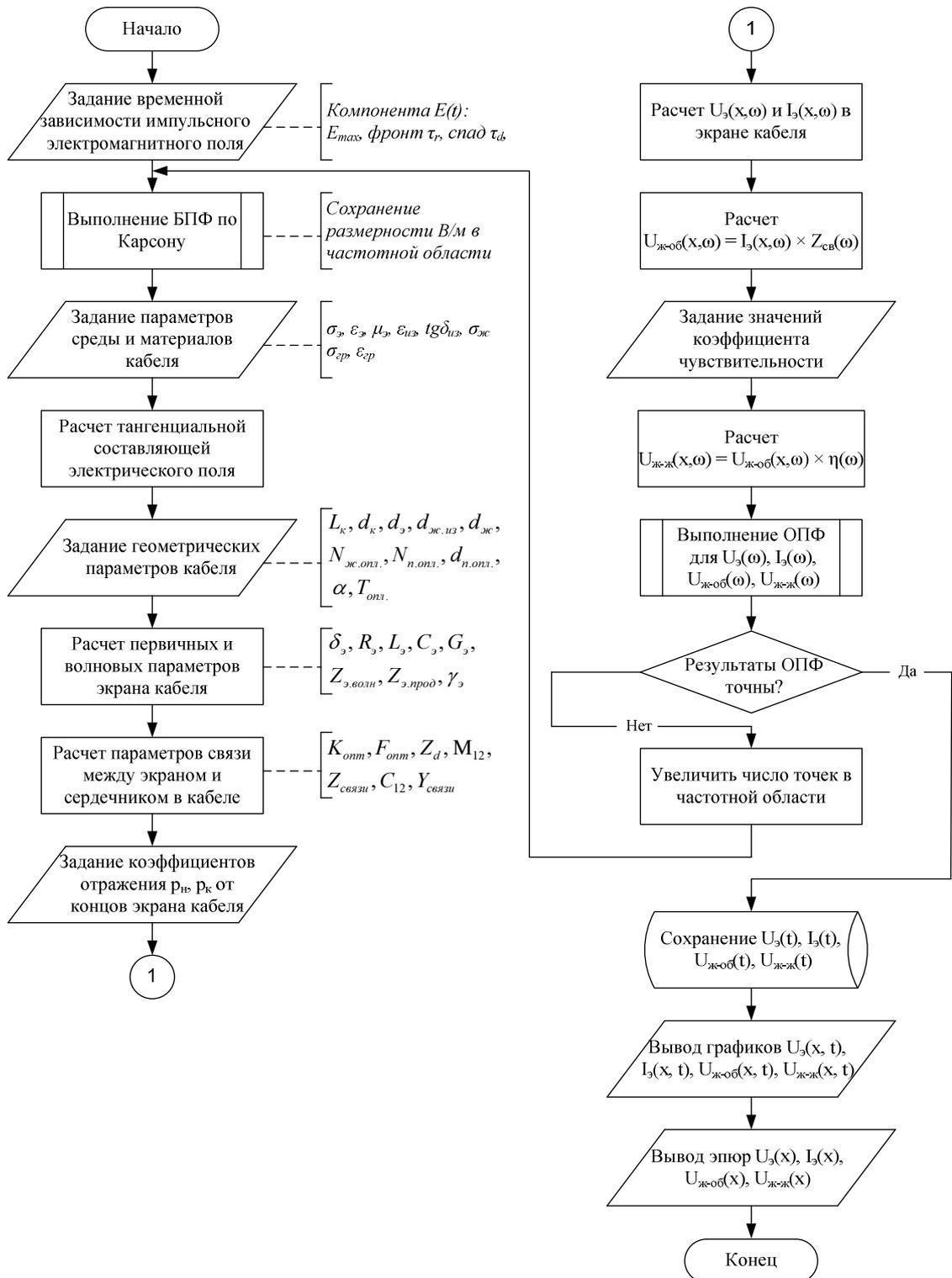


Рис. 2.22. Блок-схема алгоритма расчета наведенных напряжений и токов в кабелях конечной длины

В алгоритме учитывается наличие или отсутствие заземления защитного экрана кабеля, через коэффициенты отражения от концов однопроводной цепи p_n и

r_k . Кабель разбивается вдоль длины L_k на участки с шагом Δx , посредством которых определяется координата x , также являющаяся, помимо частоты, параметром в формулах расчета напряжения и тока экрана.

Коэффициент чувствительности заранее определяется экспериментально при нескольких значениях частоты внешнего поля, и для получения непрерывной зависимости применяется полиномиальная интерполяция значений. В случае рассмотрения импульсных полей, у которых гармоники частотного спектра имеют существенную амплитуду за пределами максимальной частоты, при которой был определен коэффициент чувствительности, используется линейная экстраполяция.

После выполнения обратного преобразования Фурье оценивается точность проведенных вычислений, и в случае необходимости принимается решение об увеличении частоты дискретизации для получения большего числа точек в частотной области. После расчета временные зависимости $U_3(t)$, $I_3(t)$, $U_{ж-об}(t)$, $U_{ж-ж}(t)$ сохраняются в отдельном файле и выводятся в виде графиков.

Эпюры распределения наведенных напряжений и токов, получаемые в самом конце, строятся по амплитудным значениям, зафиксированным вдоль длины кабеля.

2.7 Исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на кабель конечной длины

В исследовании воздействия импульсного электромагнитного поля на кабельные соединения между блоками радиоэлектронной аппаратуры использован двухжильный симметричный кабель в оплеточном экране МСЭ-2, длина которого составляет 30 м. Геометрические параметры кабеля: наружный диаметр оболочки $d_k = 2,5$ мм; диаметр экрана $d_э = 2$ мм; диаметр жилы в изоляции $d_{ж.из} = 0,8$ мм; диаметр жилы $d_{ж.} = 0,4$. Толщина экрана составляет $T = 0,4$ мм. Параметры оплеточного экрана: число жгутов в оплетке $N_{ж.} = 4$; число проволок в жгуте $N_n = 4$; диаметр проволоки $d_n = 0,15$ мм; угол плетения $\alpha = 35^\circ$. Заполнение и оптическое перекрытие, характеризующие эффективность оплеточного экрана, равны: $K = 41,2\%$ и $K = 41,2\%$.

Появление наведенных напряжений и токов в кабеле рассматривалось при воздействии электромагнитных импульсов, имеющих следующие временные параметры фронта и длительности: 6,4/16 мкс, 50/100 нс, 5/50 нс. На рис. 2.23 показаны сравнительные графики временных зависимостей указанных импульсов, а также график спектральных плотностей.

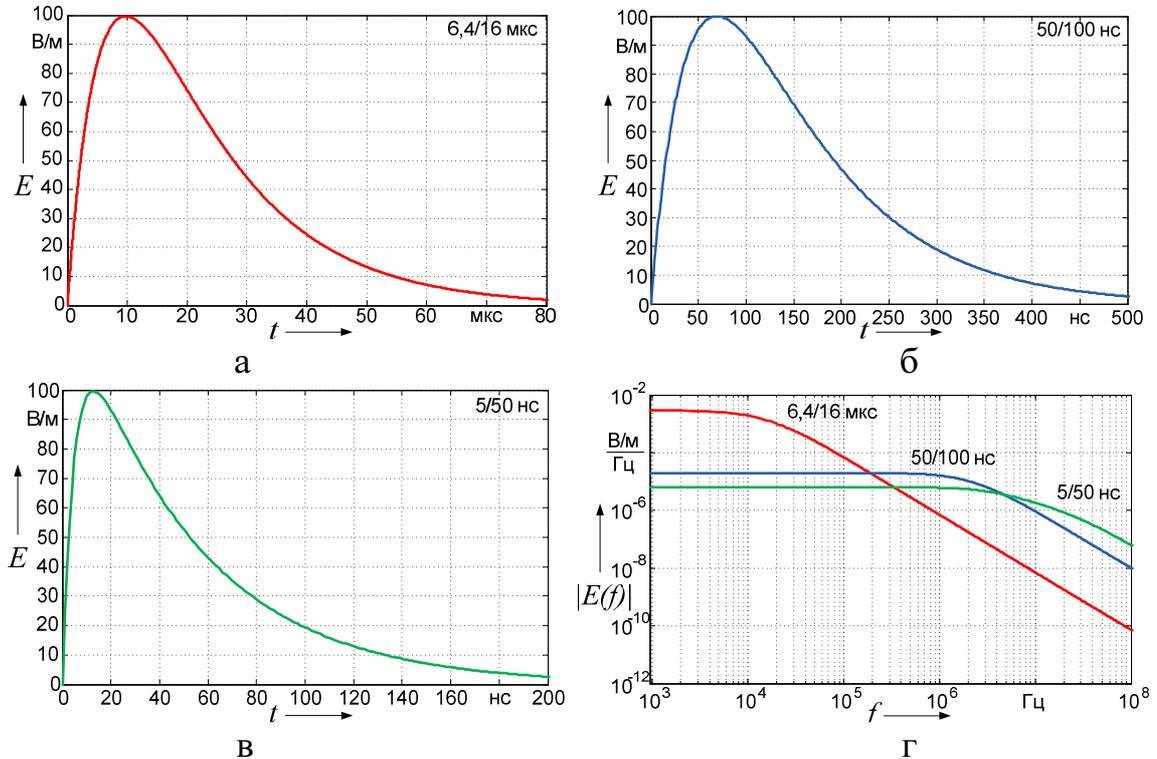


Рис. 2.23. Временные зависимости (а-в) и спектры (г) воздействующих импульсов электрического поля

Во всех случаях электромагнитное поле задавалось через электрическую компоненту, амплитуда которой равнялась 100 В/м. Использование в расчетах трех типов импульсных воздействий ставило своей целью оценить влияние частотного состава спектра импульса на уровень индуцируемых помех. Как видно из рис. 2.23, г, основная энергия импульса 6,4/16 мкс находится в области до 1 МГц, у импульса 50/100 нс гармоники спектра имеют существенную амплитуду на частотах до 10 МГц, а у спектра импульса 5/50 нс – вплоть до 100 МГц.

Расчет наведенных помех в цепях кабеля конечной длины проведен в соответствии с алгоритмом, рассмотренным в разделе 2.6. Исследование выполнено для случая незаземленного по концам экрана кабеля. На рис. 2.24 – 2.27 показаны временные формы индуцированных напряжений и токов в экране, а также напряжения «жила-оболочка» и «жила-жила», которые были получены в разных точках вдоль длины кабеля. Распределение амплитуд токов и напряжений наиболее наглядно можно увидеть на эюрах, показанных на рис. 2.28. Наибольшие

значения наведенных помех, показанные на рис. 2.24 – 2.27, появляются в течение фронта воздействующего электромагнитного импульса.

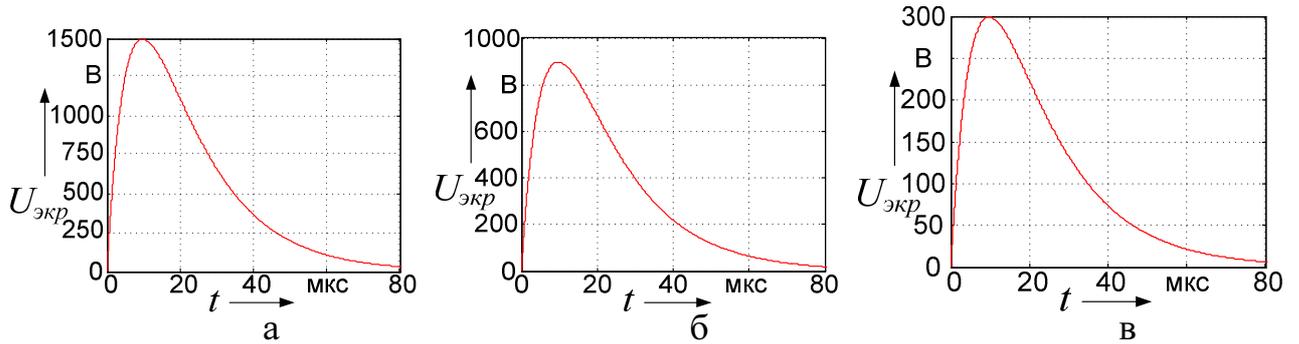


Рис. 2.24. Напряжение, наведенное импульсом электрического поля 6,4/16 мкс в экране кабеля на длине: а – 0 м, б – 6 м, в – 12 м.

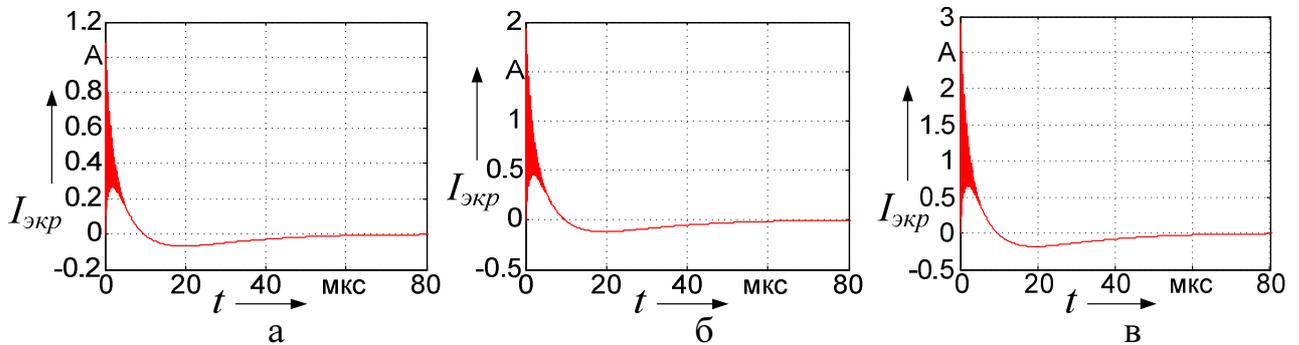


Рис. 2.25. Ток, наведенный импульсом электрического поля 6,4/16 мкс в экране кабеля на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 12 м.

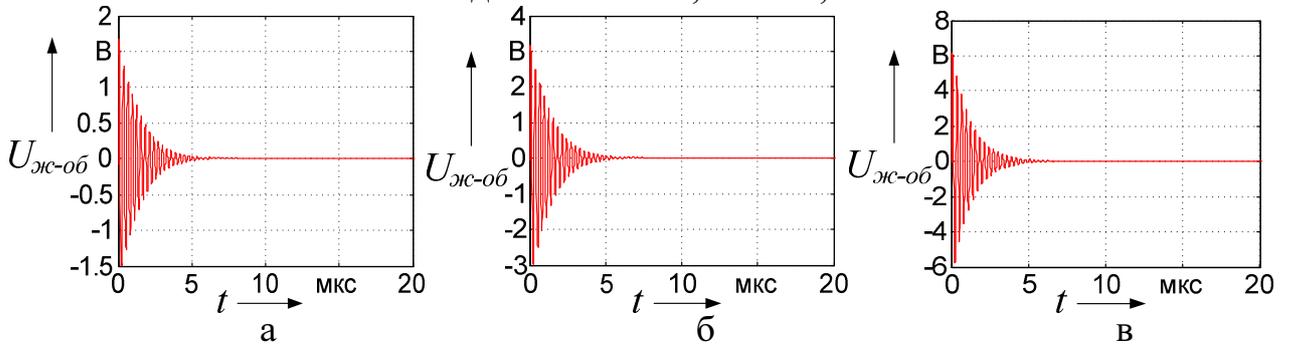


Рис. 2.26. Напряжение «жила-оболочка», наведенное импульсом электрического поля 6,4/16 мкс в кабеле на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 12 м.

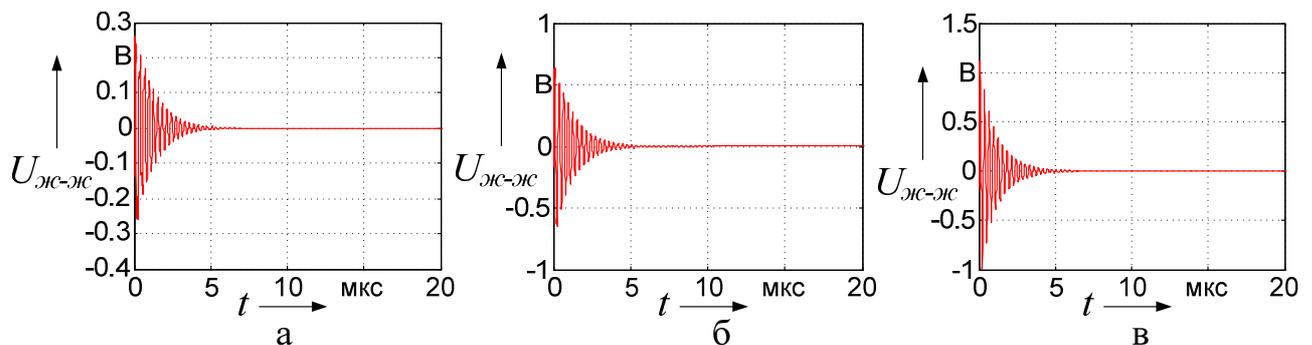


Рис. 2.27. Напряжение «жила-жила», наведенное импульсом электрического поля 6,4/16 мкс в кабеле на длине: а – 3 м, б – 9 м, в – 15 м.

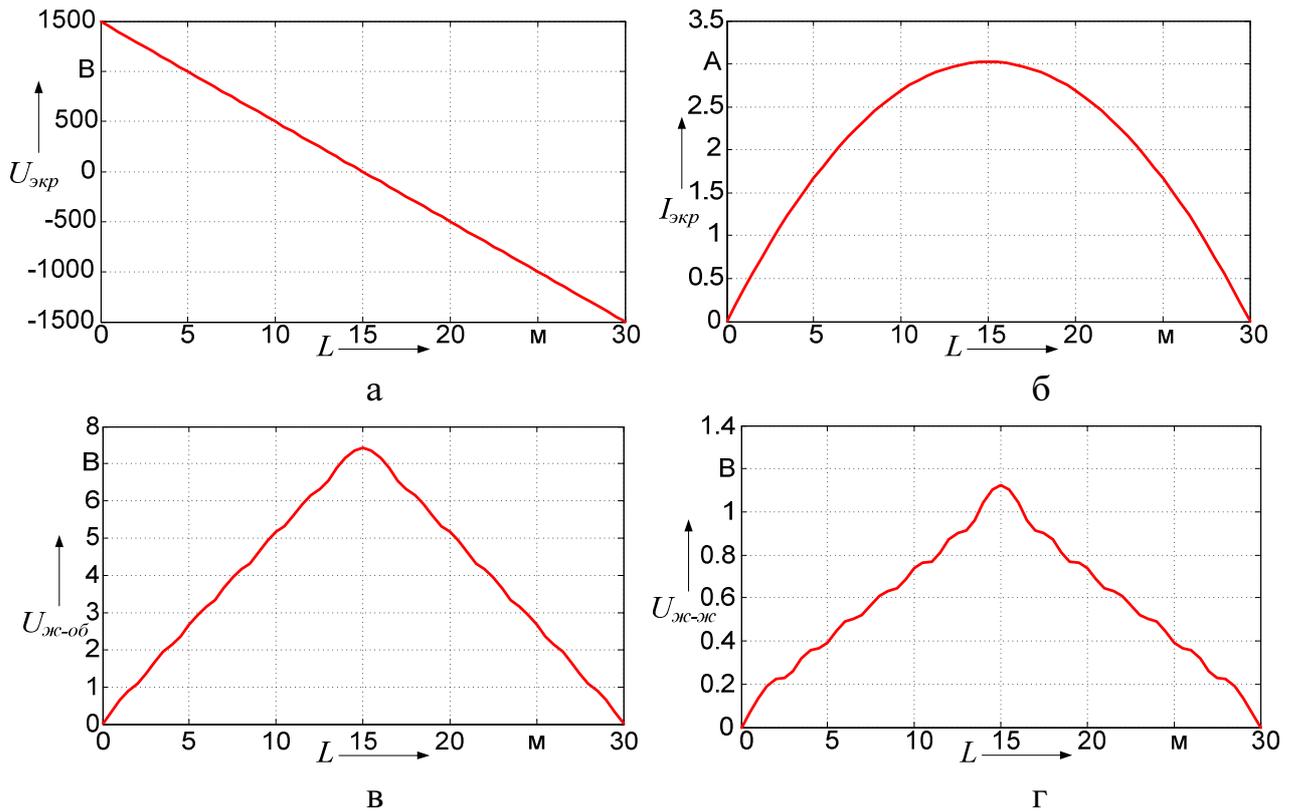


Рис. 2.28. Распределение амплитуд наведенных импульсом электрического поля 6,4/16 мкс напряжений (а – $U_{\text{экр}}$, в – $U_{\text{ж-об}}$, г – $U_{\text{ж-ж}}$) и тока (б – $I_{\text{экр}}$) в виде эпюр вдоль всей длины кабеля

Напряжение экрана имеет максимальные значения по концам по причине отсутствия заземления (см. рис. 2.28). Из-за этого же ток максимален в центре и равен нулю у концов кабеля. Напряжения между жилой и экраном, а также жилами кабеля в данном случае не достигают значений, способных привести к повреждениям, но помехи такого уровня уже способны внести искажения в информационный сигнал. Опасность представляет высокое напряжение экрана, т. к. при соединении экрана с проводящим корпусом аппаратуры могут пострадать внутренние цепи радиоэлектронной аппаратуры, также имеющие соединение с экраном.

Результаты исследования действия импульса электромагнитного поля 50/100 нс показаны на рис. 2.29 – 2.33. Результаты исследования влияния электромагнитного импульса 5/50 нс приведены в приложении 2.

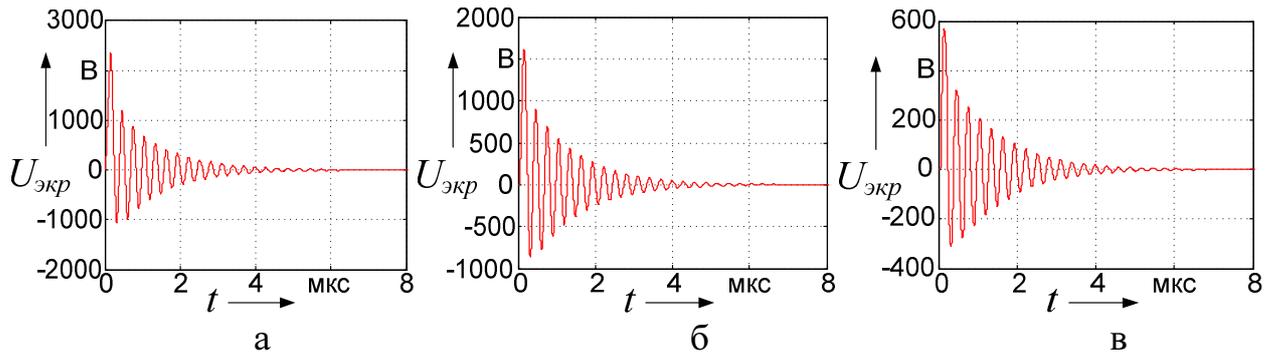


Рис. 2.29. Напряжение, наведенное импульсом электрического поля 50/100 нс в экране кабеля на длине: а – 0 м, б – 6 м, в – 12 м.

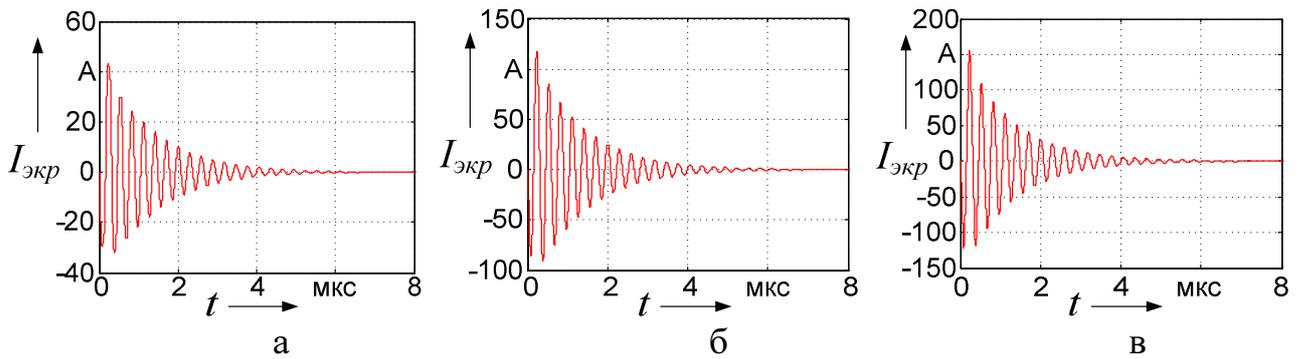


Рис. 2.30. Ток, наведенный импульсом электрического поля 50/100 нс в экране кабеля на длине: а – 3 м, б – 9 м, в – 15 м.

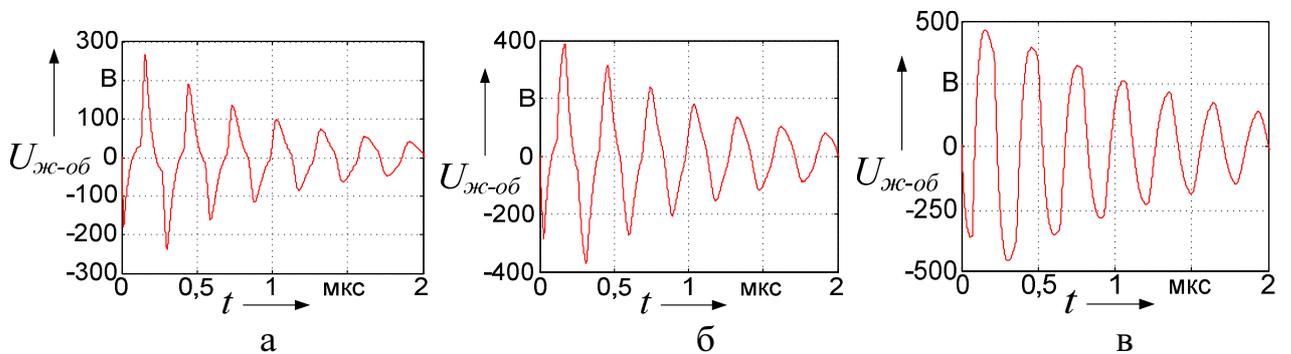


Рис. 2.31. Напряжение «жила-оболочка», наведенное импульсом электрического поля 50/100 нс в кабеле на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 15 м.

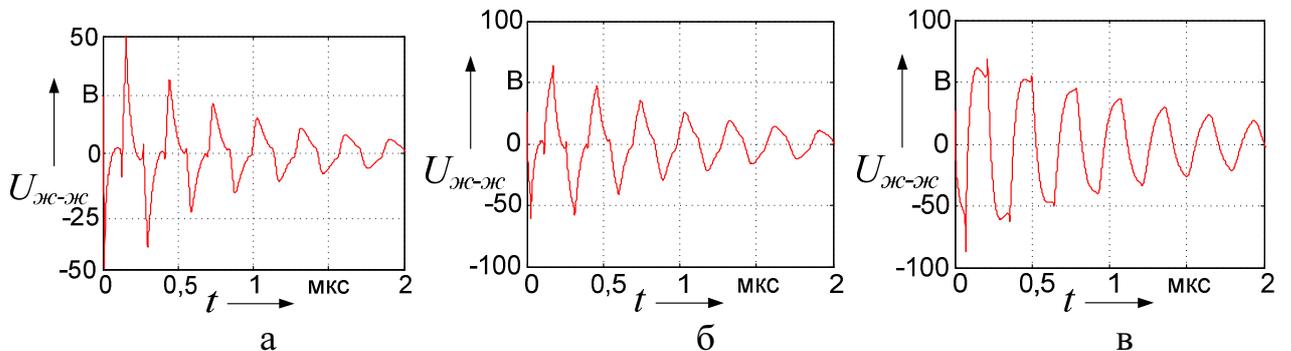


Рис. 2.32. Напряжение «жила-жила», наведенное импульсом электрического поля 50/100 нс в кабеле на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 15 м.

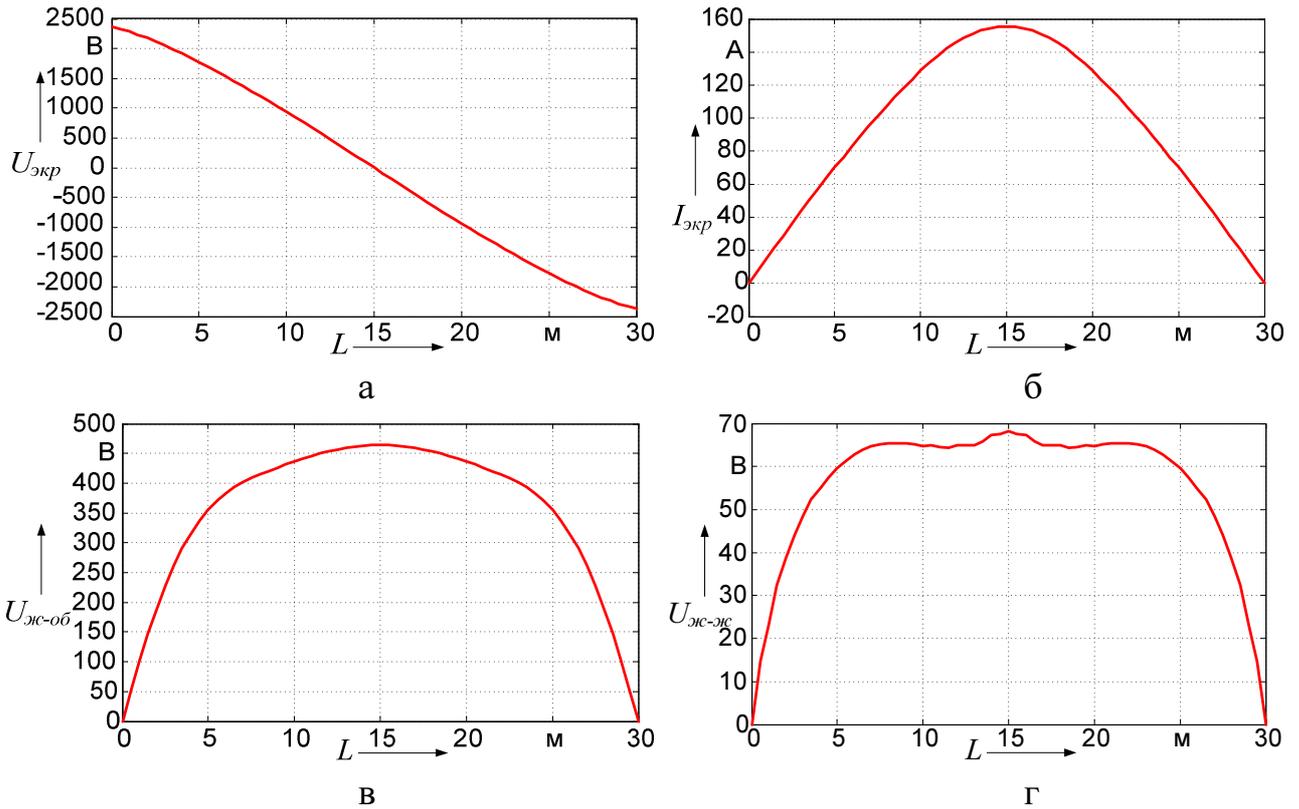


Рис. 2.33. Распределение амплитуд наведенных импульсом электрического поля 50/100 нс напряжений (а – $U_{\text{экр}}$, в – $U_{\text{ж-об}}$, г – $U_{\text{ж-ж}}$) и тока (б – $I_{\text{экр}}$) в виде эюр вдоль всей длины кабеля

Сравнение результатов воздействия импульсных электромагнитных полей с разными временными параметрами показывает, что увеличение скорости нарастания фронта импульса приводит к резкому росту наведенных напряжений и тока. Импульс микросекундной длительности с напряженностью 100 В/м создает в информационных цепях кабеля конечной длины помехи, способные привести к искажению передаваемой информации, в то время как импульсы наносекундной длительности приводят к появлению напряжений, способных привести к нарушению работы радиоэлектронных устройств, непосредственно соединенных с подверженным воздействию кабелем.

2.8 Выводы по второму разделу

1. Разработана математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на экранирующую оболочку радиоэлектронной аппаратуры, отличающаяся тем, что в ней возможно учесть наличие нескольких проводящих слоёв с различными электрическими и магнитными параметрами.

2. На основе разработанной математической модели и метода конечных разностей во временной области составлен алгоритм расчета электромагнитных экранов, позволяющий исследовать экранирующие оболочки неоднородной структуры.

3. Проведено исследование проникновения импульсного электромагнитного поля сквозь многослойные экраны. Выяснено, что из рассмотренных вариантов наибольшую помехозащищенность обеспечивают трехслойные экранирующие оболочки, в которых чередуются слои из немагнитных и ферромагнитных металлов.

4. Проведено исследование экранов с технологическими отверстиями при воздействии гармонических и импульсных электромагнитных полей. Выяснено, что наличие отверстий значительно снижает помехозащищенность радиоэлектронной аппаратуры вследствие возникновения резонансных явлений внутри экрана и высокой проникающей способности магнитного поля.

5. Разработана математическая модель влияния импульсного электромагнитного поля на кабель конечной длины, отличающаяся тем, что в ней учитывается наличие или отсутствие заземления экрана кабеля по концам, а также электрические параметры среды, в которой расположен кабель.

6. На основе разработанной математической модели воздействия импульсного электромагнитного поля на кабель конечной длины составлен алгоритм расчета наведенных токов и напряжений в жилах и оболочке кабеля.

7. Исследовано воздействие импульсных электромагнитных полей с различной крутизной нарастания фронта на кабель конечной длины при отсутствии заземления экрана.

8. Необходимо провести экспериментальное исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на элементы радиоэлектронных систем и устройств для сравнения с результатами расчетов

РАЗДЕЛ 3

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

3.1 Имитационное моделирование воздействия импульсного электромагнитного поля на экранированные радиоэлектронные средства

Чтобы иметь возможность сравнивать результаты имитационного моделирования и эксперимента по воздействию электромагнитного поля на кабель конечной длины или проникновению поля внутрь экранированного пространства, необходимо создать модель источником поля, наиболее близко отражающую условия физического испытания. Согласно ГОСТ 50649-94 [29] для испытания технических средств к воздействию импульсного магнитного поля рекомендована экспериментальная установка, где излучающая система представлена квадратным витком провода со стороной 1 метр (рис. 3.5).

Основная энергия импульсного воздействия лежит в низкочастотной области, верхний предел которой не превышает десятков мегагерц. Наиболее точно рассчитать создаваемое электромагнитное поле можно, если разделить квадратную рамку на четыре элементарных электрических диполя, в которых известна временная зависимость силы тока [20, 26, 47].

В литературе по технической электродинамике приводятся решения для электрических и магнитной компонент в частотной области [63, 67, 70, 87], что достаточно неудобно при исследовании нестационарных процессов. С практической точки зрения выгоднее иметь временные зависимости электрического и магнитного полей, где определяющим будет зависимость силы тока от времени. Такие решения могут быть получены на основе векторного и скалярного электродинамических потенциалов \vec{A}_Ω и φ_Ω [63, 67, 70, 87]:

$$\vec{A}_\Omega = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{j}^{cm} \left(t - \frac{R}{c} \right)}{R} dV; \quad \varphi_\Omega = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_V \frac{\rho_\Omega^{cm} \left(t - \frac{R}{c} \right)}{R} dV, \quad (3.1)$$

где \vec{j}^{cm} , ρ_Ω^{cm} – сторонняя плотность тока и объемная плотность сторонних зарядов;

$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$ – расстояние от центра диполя до точки наблю-

дения, где x', y', z' – координаты точки на диполе, x, y, z – координаты точки наблюдения p .

Векторы напряженностей электрического и магнитных полей определяются из электродинамических потенциалов следующими выражениями [49, 70]:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot } \vec{A}_\vartheta; \quad \vec{E} = -\text{grad } \varphi_\vartheta - \frac{\partial \vec{A}_\vartheta}{\partial t} \quad (3.2)$$

При этом связь векторного и скалярного потенциалов подчиняется условию калибровки Лоренца [70]:

$$\text{div } \vec{A}_\vartheta + \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \varphi_\vartheta}{\partial t} + \sigma_\vartheta \mu_0 = 0, \quad (3.3)$$

где σ_ϑ – электрическая проводимость.

Согласно этому условию, скалярный потенциал может быть найден по векторному потенциалу при условии, что $\sigma_\vartheta = 0$ [26]:

$$\varphi_\vartheta = -\frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \text{div } \vec{A}_\vartheta dt. \quad (3.4)$$

Соответственно, определение компонент поля сводится к определению неизвестного векторного потенциала. Выражение (3.2) для электрического поля преобразится к виду [26]:

$$\vec{E} = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \text{grad div } \vec{A}_\vartheta dt - \frac{\partial \vec{A}_\vartheta}{\partial t}. \quad (3.5)$$

Если ввести декартову систему координат, совместить её начало с серединой электрического диполя, и расположить проводник с током вдоль координатной оси, например, вдоль z , выражение (3.1), согласно [70], даст только одну компоненту векторного потенциала:

$$A_\vartheta^z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_L \frac{I_z^{cm} \left(t - \frac{R}{c} \right)}{R} dz'; \quad A_\vartheta^x = A_\vartheta^y = 0. \quad (3.6)$$

В данном случае требуется определить компоненты электромагнитного поля вблизи излучающей системы, поэтому слагаемым R/c во временной зависимости тока можно пренебречь. Также можно принять, что сила тока одинакова во всем проводе, т.е не зависит от координаты z' , поэтому временную зависимость силы тока можно вынести за знак интеграла [70]:

$$A_9^Z(x, y, z, t) = \frac{\mu_0 I^{cm}(t)}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{dz'}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z')^2}}. \quad (3.7)$$

Выполнив интегрирование в соответствии с [119], получено выражение:

$$A_9^Z(x, y, z, t) = \frac{\mu_0 I^{cm}(t)}{4\pi} \ln \left(\frac{L/2 - z + \sqrt{x^2 + y^2 + (z - L/2)^2}}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + L/2)^2} - z - L/2} \right). \quad (3.8)$$

После векторных преобразований по формулам (3.2) и (3.5) для декартовой системы координат, компоненты электромагнитного поля равны:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_x(x, y, z, t) = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_9^Z}{\partial y} - \frac{\partial A_9^Y}{\partial z} \right) = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_9^Z}{\partial y}; \\ H_y(x, y, z, t) = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_9^X}{\partial z} - \frac{\partial A_9^Z}{\partial x} \right) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_9^Z}{\partial x}; \\ H_z(x, y, z, t) = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_9^Y}{\partial x} - \frac{\partial A_9^X}{\partial y} \right) = 0; \\ E_x(x, y, z, t) = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_9^X}{\partial x} + \frac{\partial A_9^Y}{\partial y} + \frac{\partial A_9^Z}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_9^X}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_9^Z}{\partial z} \right) dt; \\ E_y(x, y, z, t) = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_9^X}{\partial x} + \frac{\partial A_9^Y}{\partial y} + \frac{\partial A_9^Z}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_9^Y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_9^Z}{\partial z} \right) dt; \\ E_z(x, y, z, t) = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial A_9^X}{\partial x} + \frac{\partial A_9^Y}{\partial y} + \frac{\partial A_9^Z}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_9^Z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \int_0^t \frac{\partial^2 A_9^Z}{\partial z^2} dt - \frac{\partial A_9^Z}{\partial t}. \end{array} \right. \quad (3.9)$$

В области пространства, близкой к проводнику с током формируется цилиндрическое электромагнитное поле, компонентами которого для принятого расположения диполя вдоль оси z являются H_x , H_y и E_z . Прочие компоненты электрического поля следует учитывать на некотором отдалении от диполя, когда электрическое поле принимает форму, близкую к сферической.

Если ввести дополнительные обозначения $r_1 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z - L/2)^2}$, $r_2 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z + L/2)^2}$ и $r_3 = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, указанные выражения из (3.1.9) примут окончательный вид:

$$\left\{ \begin{aligned}
 H_x(x, y, z, t) &= \frac{I^{cm}(t)}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{y}{r_1 \left(\frac{L}{2} - z + r_1 \right)} + \frac{y}{r_2 \left(\frac{L}{2} + z - r_2 \right)} \right\}; \\
 H_y(x, y, z, t) &= -\frac{I^{cm}(t)}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{x}{r_1 \left(\frac{L}{2} - z + r_1 \right)} + \frac{x}{r_2 \left(\frac{L}{2} + z - r_2 \right)} \right\}; \\
 E_z(x, y, z, t) &= \frac{-\int_0^t I^{cm}(t) dt}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{\frac{L}{2} + z}{\left[\left(\frac{L}{2} \right)^2 - L \cdot z + r_3^2 \right]^{\frac{3}{2}}} + \frac{\frac{L}{2} - z}{\left[\left(\frac{L}{2} \right)^2 + L \cdot z + r_3^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \right) - \\
 &\quad - \frac{\mu_0 [I^{cm}(t)]'}{4\pi} \ln \left(\frac{\frac{L}{2} - z + r_1}{r_2 - z - \frac{L}{2}} \right).
 \end{aligned} \right. \quad (3.10)$$

На рис. 3.1, 3.2 показаны временные зависимости электрического и магнитного полей, полученные при расчете по формулам (3.10) в точке пространства на расстоянии 0,5 м от середины электрического диполя, по которому протекает импульсный ток.

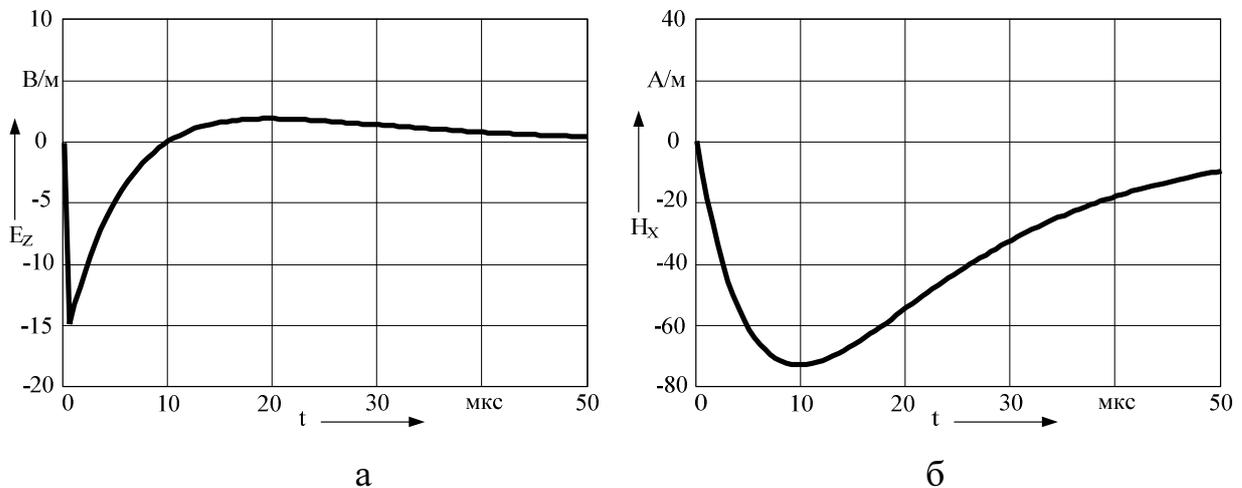


Рис. 3.1. Значения электрического (а) и магнитного (б) полей на расстоянии 0,5 м от диполя для импульса тока с параметрами 6,4/16 мкс и амплитудой 330 А

В экспериментах по оценке воздействия электромагнитного поля на кабель конечной длины параллельно с цепью, подверженной влиянию, располагается провод, в который подается импульсный ток. Распределенное электромагнитное поле в данном случае можно рассматривать, как поле, создаваемое совокупностью элементарных диполей, расположенных вдоль длины влияющей цепи.

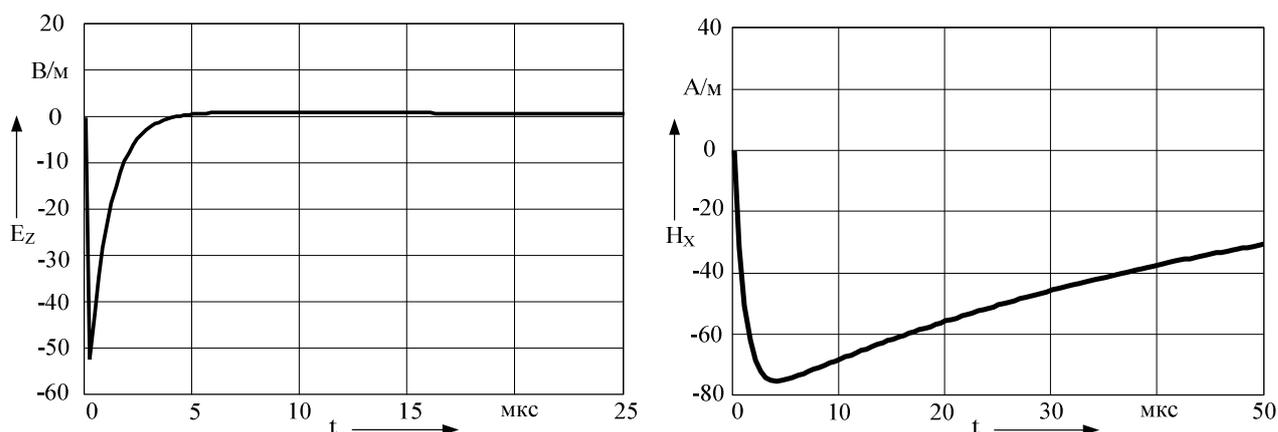


Рис. 3.2. Значения электрического (а) и магнитного (б) полей на расстоянии 0,5 м от диполя для импульса тока с параметрами 1/50 мкс и амплитудой 330 А

Для определения поля внутри рамочной антенны необходимо использовать принцип суперпозиции полей. В плоскости рамки с током итоговое поле будет складываться из четырех волн, создаваемых каждым из проводников рамочной антенны.

3.2 Описание экспериментальной установки и измерительного оборудования

3.2.1 Генератор импульсов тока с оптическим управлением

В разделе 1.4 был приведен краткий обзор стандартов и методов испытания устойчивости радиоэлектронных устройств к импульсным электромагнитным воздействиям. Все виды испытаний [22, 53] предполагают наличие источника импульсов тока или напряжения. Для этих целей коллективом сотрудников Омского государственного университета путей сообщения, в числе которых автор диссертационного исследования, был разработан и сконструирован мобильный генератор импульсов тока (ГИТ) [24].

Структурно схему ГИТ можно разделить на части: высоковольтный преобразователь и накопитель энергии, блок управления и коммутации, схема формирования импульса с заданными временными параметрами (рис. 3.3).

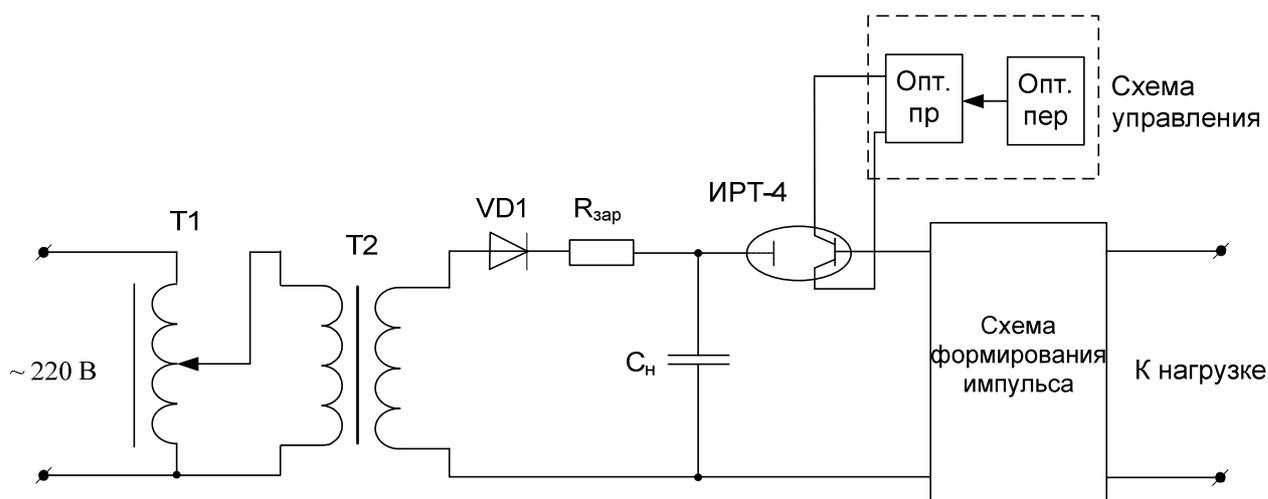


Рис. 3.3. Принципиальная схема ГИТа с оптическим управлением

Высоковольтный преобразователь состоит из автотрансформатора Т1 типа ЛАТР-10, который подключается к сети 220 В, и повышающего трансформатора Т2, где действующее значение напряжения увеличивается до 10 кВ, либо до 35 кВ посредством использования трансформаторов ОМ-1,25/10 или ЗНОМ-35 соответственно. Использование одного или другого трансформатора определяется жесткостью проводимых испытаний. Накопитель энергии в ГИТе реализован при помощи высоковольтной емкости C_n , номинал которой варьируется от 1 мкФ до 100 мкФ. Заряд происходит от высоковольтной обмотки трансформатора Т2 через выпрямитель VD1, собранный на диодах КЦ106Г, и высокоомного ограничителя тока заряда $R_{зар}$, сопротивление которого порядка 10 МОм.

Заряд емкости происходит до амплитудного значения напряжения, которое регулируется при помощи автотрансформатора. При использовании повышающего трансформатора ЗНОМ-35, максимально достижимое напряжение на емкости составляет 50 кВ.

Разряд емкости осуществляется управляемо через игнитронный разрядник ИРТ-4-1, позволяющий коммутировать токи до 50 кА. Катод и поджигающие электроды внутри игнитрона погружены в ртуть. Анод игнитрона подключен к накопительной емкости ГИТа, катод – к схеме формирования импульса. Два поджигающих электрода соединяются со схемой управления. При подаче со схемы управления импульса напряжением 2 кВ на поджигающие электроды в ртути происходит разряд с образованием катодных пятен. Испускание электронов с катодных пятен в сторону анода при достаточно высоком напряжении приводит к импульсному разряду накопительной емкости.

Схема формирования импульса влияет на переходный процесс, вызванного разрядом емкости таким образом, что протекание импульсного тока происходит

по аperiodическому закону. Требуемые длительности фронта и спада импульса достигаются подбором номиналов R , L и C элементов, из которых составлена схема формирования. На рис. 3.4 показаны формы испытательных импульсов тока, полученные при помощи разработанного генератора.

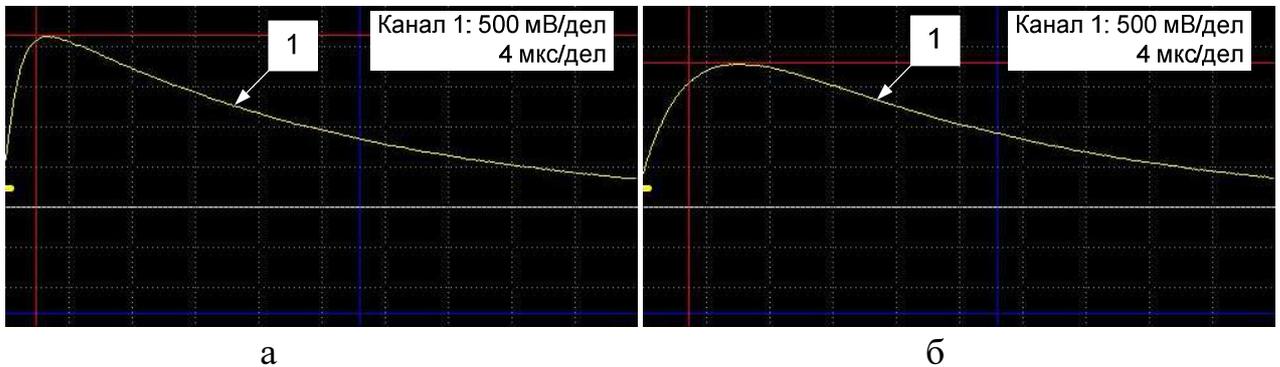


Рис. 3.4. Импульсы, создаваемые генератором импульсных токов:
а – импульс 2,2/16 мкс; б – импульс 6,4/16 мкс

Проведение испытаний на ЭМС сопряжено с работой вблизи установок высокого напряжения и при возможном негативном влиянии электромагнитных полей на здоровье человека. Главной особенностью разработанной схемы управления ГИТом является наличие передатчика и приемника оптического излучения. Это позволяет, обслуживающему персоналу производить запуск испытательных импульсов дистанционно. Также использование оптического канала повышает защищенность схемы управления к мощным электромагнитным полям, которые создаются вблизи импульсного генератора.

Дополнительно к оптическому запуску в схеме управления реализована возможность ручной и автоматической подачи импульсов запуска. Для этого в схеме применён универсальный таймер NE555.

Нагрузкой генератора импульсов служит излучающая система, представляющая собой одновитковую квадратную рамку с длиной стороны 1 м (рис. 3.5), как это описано в ГОСТ 50649-94 [29].

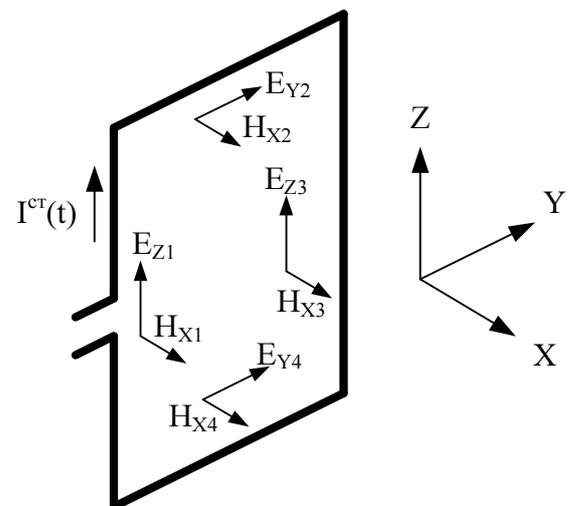


Рис. 3.5 Квадратная рамочная антенна

Также ГИТ может быть использован для подачи импульсов тока в исследуемый объект гальваническим путем – напрямую или через устройство развязки.

Примером может служить испытание средств защиты от импульсных перенапряжений.

3.2.2 Трехкомпонентный датчик магнитного поля

Определение устойчивости элементов радиоэлектронных устройств к внешнему электромагнитному полю должно осуществляться с одновременным контролем электромагнитной обстановки. Все проведенные эксперименты, описанные в диссертации, производились вблизи сильноточных цепей: рамочная антенна, провод вдоль исследуемого кабеля, контактная сеть железной дороги. Описанные условия исследований говорят о том, что объекты исследований располагались в ближней зоне источников электромагнитного поля, где преобладающей является магнитная компонента.

Для измерения уровней магнитного поля был разработан и сконструирован датчик магнитного поля (рис. 3.6), позволяющий определять значения индукции магнитного поля в трех плоскостях. Принципиальная схема датчика представлена в приложении 4. Основу данного устройства составляет микросхема Honeywell HMC1021Z [134], которая представляет собой резистивный датчик магнитного поля на тонких пермалловых пленках. Мостовая схема, реализованная в микросхеме, позволяет фиксировать положительное и отрицательное изменение магнитной индукции.

В предложенном устройстве были установлены три такие микросхемы в соответствии с тремя плоскостями трехмерной системы координат. Полоса регистрируемых магнитных полей лежит в диапазоне 0-6 МГц. Таким образом, можно успешно проводить регистрацию импульсных магнитных полей в микросекундном диапазоне времени.

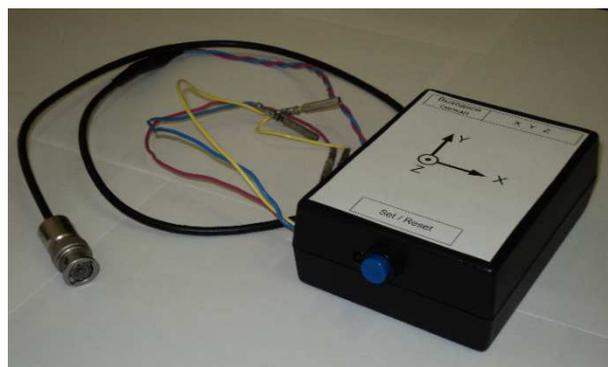


Рис. 3.6. Внешний вид трехкомпонентного датчика магнитного поля

Магнитный датчик собран следующим образом (см. рис. П.4.1.): три резистивных пермалловых датчика в виде микросхем DA1, DA2, DA3 размещаются на плате перпендикулярно друг к другу в соответствии с направлениями осей

трехмерной системы координат. Посредством такого расположения измеряется значение трех компонент индукции магнитного поля. На основании трех компонент можно определить полное значение и направление индукции магнитного поля. Далее в непосредственной близости располагаются микросхемы операционных усилителей DA4, DA5, DA6. Выходной сигнал с операционных усилителей подается на разъем X4.

Значение напряжения на выходе микросхем НМС1021Z даже при значительной индукции магнитного поля (рис. 3.7) находится на уровне милливольт, поэтому в схеме применен дополнительный усилитель. В документации к микросхеме датчика содержатся схемы примерного использования связи датчик-усилитель, но ни одна из них не подходит для регистрации высокочастотных полей. В разработанной схеме был применен высокочастотный операционный усилитель ОР37GP, рассчитанный на полосу частот до 40 МГц, что полностью покрывает полосу чувствительности датчика. Сопротивления обратной связи подобраны таким образом, что коэффициент усиления операционного усилителя равен 200.

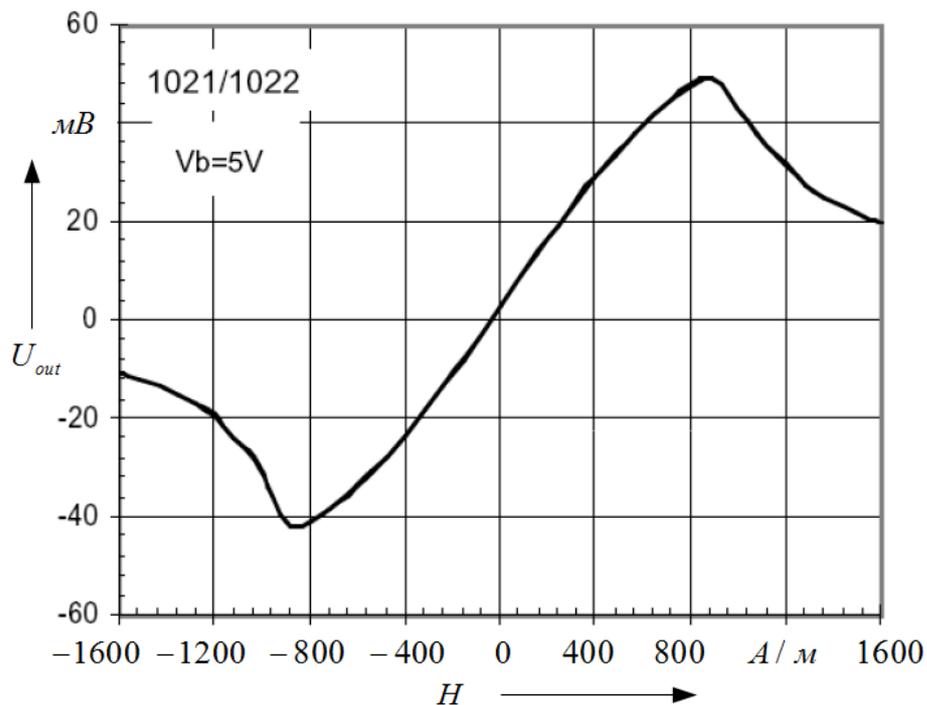


Рис. 3.7. Зависимость напряжения на выходе микросхемы датчика от значения напряженности магнитного поля

Использование датчика в импульсном магнитном поле, достигающем значений десятков и сотен ампер на метр, приводит к тому, что при каждом измерении доменные структуры в измерительных микросхемах ориентируются по внешнему магнитному полю и остаются в этом состоянии после окончания действия

внешнего магнитного поля. При последующих измерениях датчик может показать снижение чувствительности и точности, поэтому требуется перед каждым измерением выполнять калибровку доменов в исходное состояние.

Подобная ситуация наблюдается при долгом неиспользовании датчика. В этом случае домены ориентируются хаотично, и результаты измерений будут также неточными. Проблема решается использованием встроенной в микросхему цепочки установки/сброса (S/R). Для этого на цепочку через дифференцирующий конденсатор подается прямоугольный импульс тока $\sim 0,5$ А длительностью несколько микросекунд. Передний и задний фронты импульса устанавливают домены в однонаправленное состояние, пригодное для измерений.

Процедура установки датчика в исходное состояние выполняется посредством микроконтроллера DD1 Attiny13. Программа работы контроллера составлена таким образом, что на выводах 5, 6, 7 поочередно формируются импульсы длительностью 10 мкс. Каждый из импульсов поступает на отдельный инвертор, составленный из двух полевых транзисторов (VT1 – VT6). На выходе каждого инвертора установлена емкость (C1 – C3), которая выполняет дифференцирование фронтов инвертированного импульса, вследствие чего образуются импульсы положительной и отрицательной полярности. Инвертор, подключенный напрямую к источнику питания создает достаточно мощные импульсы тока, которые способны при последовательной подаче в цепь сброса микросхем DA1, DA2, DA3 ориентировать пермаллоевые структуры однонаправленно. При таких условиях достигается наибольшая чувствительность и точность микросхем НМС1021Z.

Электропитание датчика реализовано на регуляторах LM317 и LM337, обозначенных на принципиальной схеме DA7, DA8, DA9. Мостовая структура микросхем НМС1021Z такова, что если магнитное поле направлено противоположно доменам в микросхеме, на выходе дифференциальное напряжение будет отрицательным. Поэтому для всей схемы здесь требуются четыре стабилизированных напряжения: двуполярное питание ОУ, питание микросхем датчиков и питание микроконтроллера. Напряжение питания тонкопленочных микросхем берется с регулятора, формирующего положительное напряжение для ОУ. Значение напряжения питания должно быть заранее точно задано и не зависеть от внешних факторов, чтобы знать коэффициент преобразования индукции магнитного поля в напряжение на выходе датчика.

По данным из документации [134] была построена зависимость чувствительности микросхемы НМС1021Z к индукции магнитного поля от напряжения

питания (рис. 3.8). Источником питания служат две батареи на 12 В, обеспечивающие двуполярное питание операционных усилителей. Положительное и отрицательное напряжения стабилизированы на значении 11 В. По построенной зависимости был определен коэффициент чувствительности, равный 1,114 мВ/В/Гс.

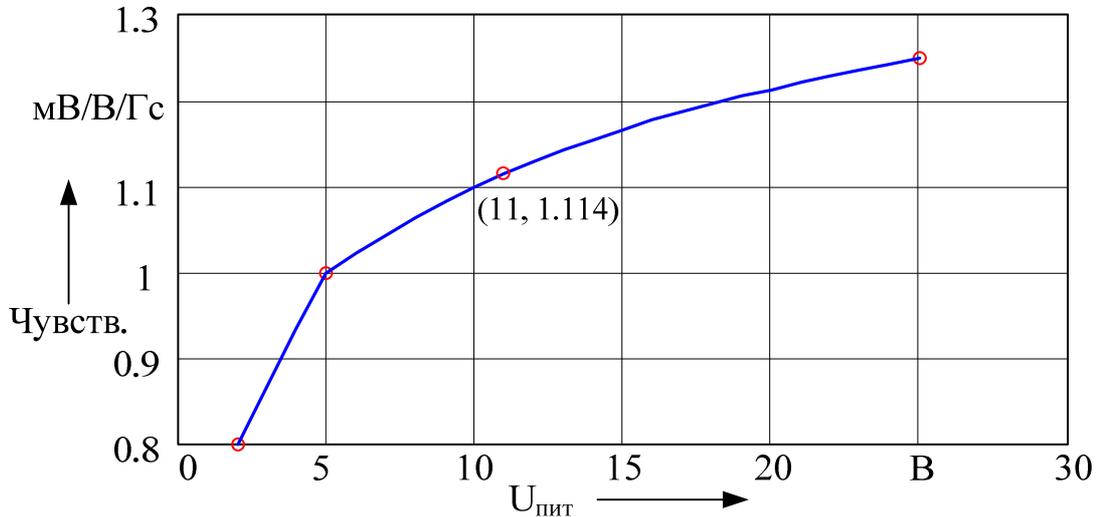


Рис. 3.8. Зависимость чувствительности датчика магнитного поля от напряжения питания

Преобразование значения магнитной индукции в выходное напряжение определяется из выражения:

$$\frac{U_{out}}{11\text{ В}} = 1,114 \frac{\text{мВ}}{\text{В} \cdot \text{Гс}}. \quad (3.11)$$

Соответственно, выходное напряжение равно $U_{out} = 12,25$ мВ/Гс. С учетом наличия усилителя в 200 раз и после перевода в систему СИ $U_{out} = 24,51$ мВ/мкТл. При оценке напряженности магнитного поля выходное напряжение равно $U_{out} = 30,8$ мВ/(А/м).

На рис. 3.9 показаны результаты предварительной калибровки датчика. Датчик был расположен в непосредственной близости от протяженного провода, по которому пропусклся импульс тока микросекундной длительности (рис. 3.9, а). На рис. 3.9, б – г показаны осциллограммы тока в проводе и напряжения на выходе датчика магнитного поля. Ток в проводе контролировался при помощи безындукционного коаксиального шунта 0.0285 Ом. Датчик фиксировал магнитное поле вдоль осей координат X, Y и Z. При исследовании компонент H_x и H_y влияющий провод располагался над корпусом датчика на высоте 10 см. При измерении компоненты напряженности магнитного поля H_z провод находился на уровне датчика на расстоянии 3 см от корпуса прибора. Амплитуда силы тока со-

ставила порядка 74 А. Амплитуда напряженности магнитного поля вдоль оси X равна 109,9 А/м, вдоль оси Z – 137,4 А/м. Напряженность магнитного поля вдоль оси Y, как предполагалось, равна нулю. Появление незначительных бросков на осциллограмме связано с регистрацией магнитного поля от удаленных частей замкнутого влияющего провода.

Как видно из рис. 3.9, б и в, между импульсом тока и результатом работы датчика прослеживается полное соответствие по соотношению амплитудных и временных характеристик. Датчик полностью пригоден для регистрации импульсных процессов микросекундной длительности.

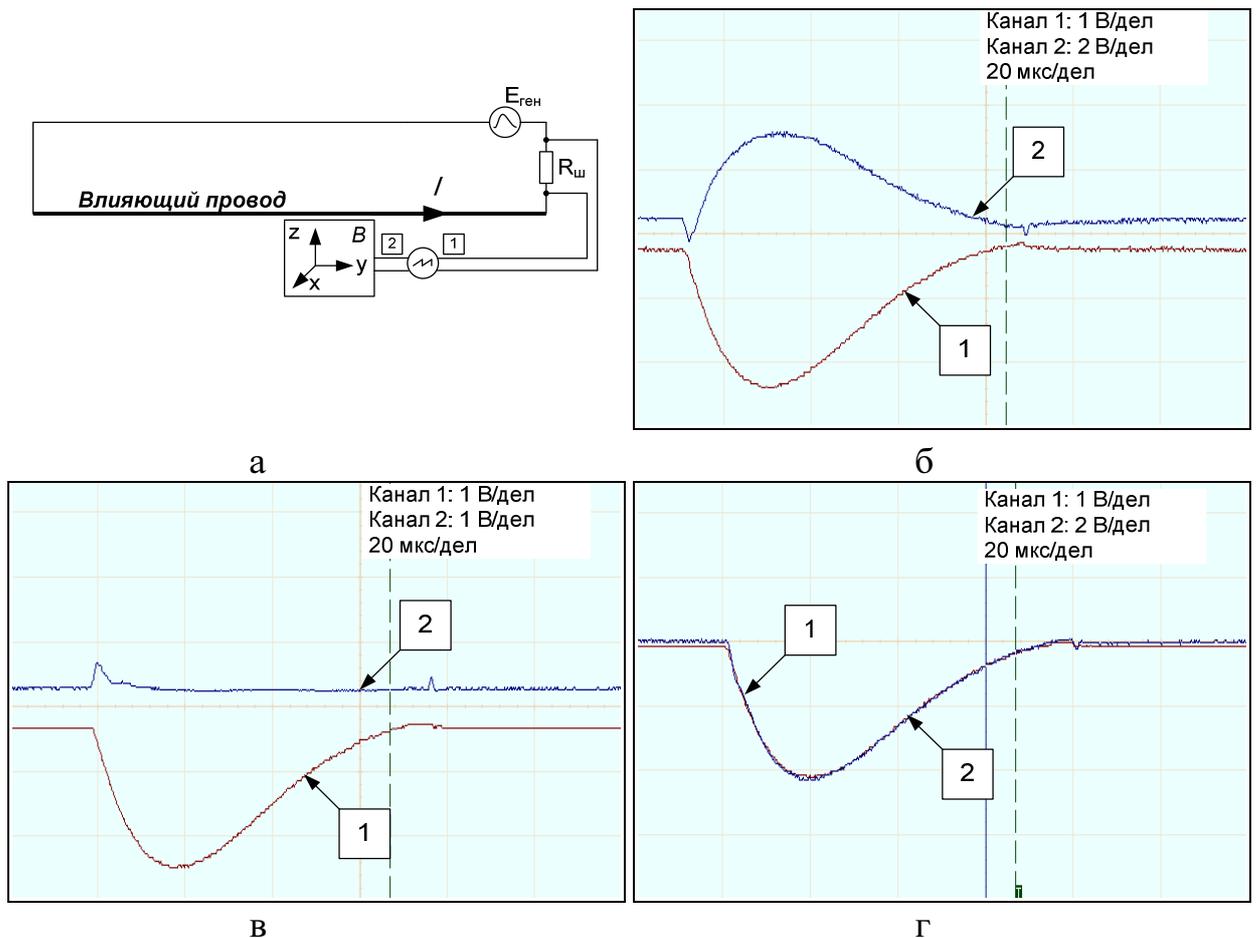


Рисунок 3.9. Калибровка датчика магнитного поля: а – схема исследования; б, в, г – осциллограммы тока в проводе (канал 1) и показания датчика магнитного поля (канал 2) вдоль осей X, Y и Z соответственно

На данный момент опытный образец датчика работает в связке с цифровым осциллографом, посредством которого происходит регистрация и визуальное наблюдение импульсных полей. В дальнейшей работе по улучшению магнитного датчика планируется реализовать схему компенсации постоянного внешнего магнитного поля. Источником постоянного магнитного поля является поле Земли. В лабораторных испытаниях постоянная составляющая отсекается средствами ос-

циллографа, но при установке датчика на удаленном объекте эту функциональную возможность необходимо реализовать в измерительной части схемы. Для этого применяется цепь коррекции OFFSET в микросхемах НМС1021Z. На плате опытного образца от каждой из трех измерительных микросхем эта цепь заранее выведена на разъемы X1-X3.

Применение датчика магнитного поля в жестких электромагнитных условиях сопряжено с вероятностью появления помех в схеме и нестабильной работой компонентов. Единственный микропроцессорный элемент DD1 в схеме измерения магнитного поля задействуется в предварительной установке микросхем DA1-DA3 и в процессе измерения не используется, поэтому возможностью его нестабильной работы можно пренебречь. Операционные усилители в схеме измерения доводят напряжение с выхода тонкопленочных микросхем до уровня вольт, что значительно больше, чем помехи, которые возникают на дорожках измерительной платы. Кроме того, в опытном образце исключены протяженные проводники и замкнутые контуры, являющиеся главным источником появления помех в схеме.

3.3 Исследование воздействия электромагнитного поля на радиоэлектронные платы

В данном разделе представлены результаты исследования воздействия импульсного электромагнитного поля на радиоэлектронные платы. В качестве объектов испытания взяты платы оперативно-технологической связи, которые были установлены в домах связи на железной дороге. Эксплуатация устройств железнодорожной связи регулярно отмечается отказами в оборудовании, причем одна из главных причин заключается в опасном влиянии электромагнитных полей от грозовых разрядов или при коммутационных процессах в тяговых и силовых цепях.

Лабораторные исследования заключались в определении уровней помех, возникающих в радиоэлектронных платах при воздействии импульсных электромагнитных полей. Также в процессе выполнения экспериментов оценивалась связь между длительностью фронта влияющего импульса и наведенной в плате помехи.

Источником электромагнитного поля являлась одновитковая рамочная антенна квадратной формы с длиной стороны 1 м [29]. Возбуждение рамки произво-

дилось посредством генератора импульсов тока с оптическим управлением [24]. Исследуемые радиоэлектронные платы помещались в центр излучающей рамки. По стандарту ГОСТ 50649-94 таким образом имитируется воздействие грозового разряда, коммутационного процесса или аварийной ситуации наподобие короткого замыкания. Испытательные импульсы тока имели следующие временные параметры длительности и полуспада: 2,2/16 мкс и 6,4/16 мкс. В экспериментах накопительная емкость генератора заряжалась до напряжений 600 В и 1200 В.

На рис. 3.10 – 3.12 показаны осциллограммы наведенных напряжений на дорожках плат перегонной связи (ПГС) и четырехпроводных каналов связи (ИС4), а также тока в рамочной антенне, который фиксировался при помощи безындукционного коаксиального шунта с сопротивлением 26 мОм.

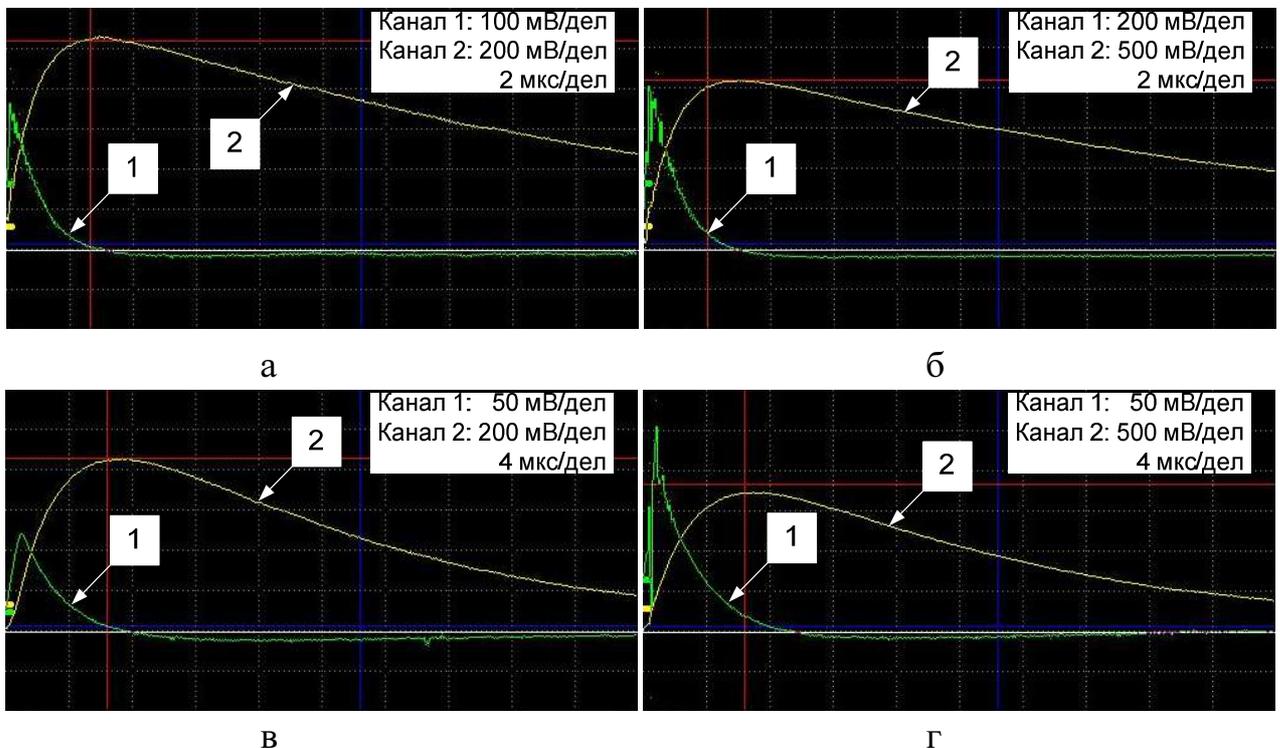


Рис. 3.10. Наведенное напряжение на дорожках платы ПГС (канал 1) и импульс тока во влияющей рамке (канал 2): а, б – импульсы 2,2/16 мкс с амплитудами 39 А и 78 А; в, г – импульсы 6,4/16 мкс с амплитудами 32 А и 63 А

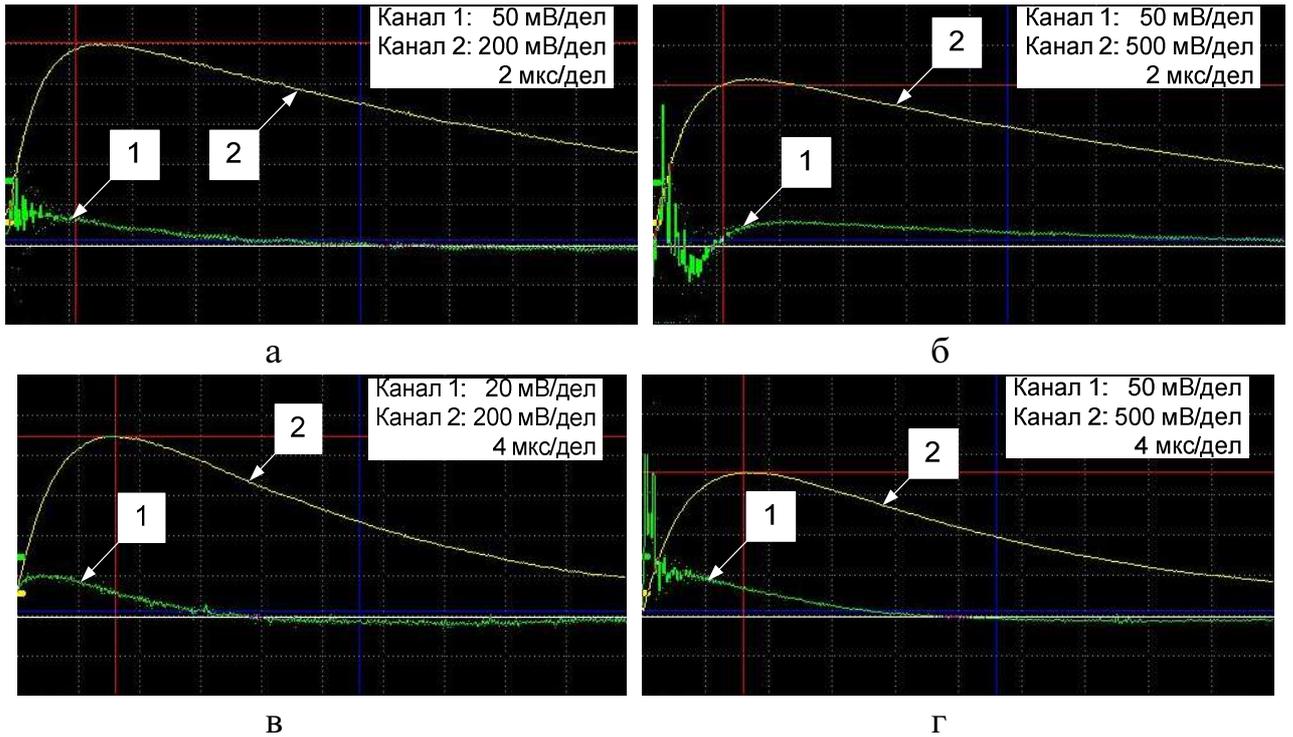


Рис. 3.11. Наведенное напряжение на дорожках платы ИС4 (канал 1) длиной 277 мм и импульс тока во влияющей рамке (канал 2): а, б – импульсы 2,2/16 мкс с амплитудами 37 А и 77 А; в, г – импульсы 6,4/16 мкс с амплитудами 33 А и 67 А

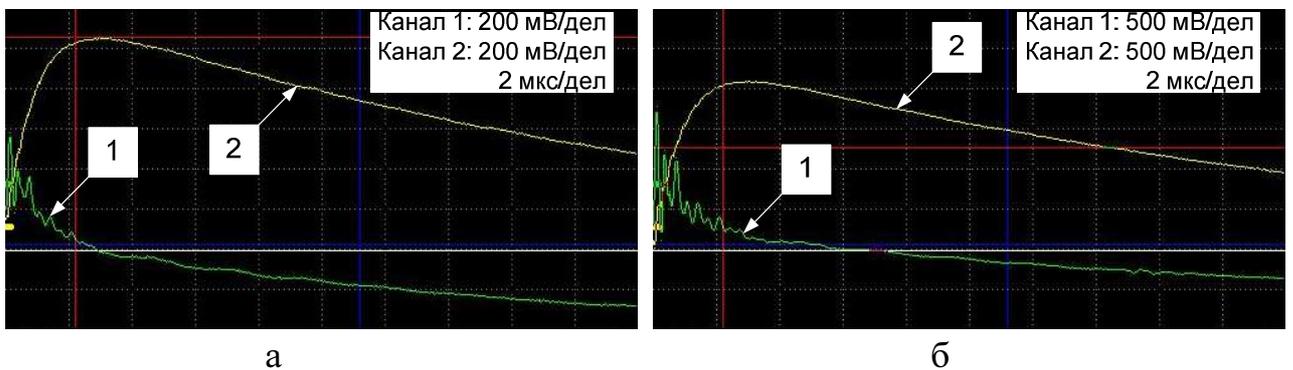


Рис. 3.12. Наведенное напряжение на дорожках платы ИС4 (канал 1) длиной 337 мм и импульс тока во влияющей рамке (канал 2): а, б – импульсы 2,2/16 мкс с амплитудами 40 А и 78 А

Осциллограммы на рис. 3.10 – 3.12 показывают, что длительность наведенных помех значительно меньше, чем длительность импульсного тока в излучающей рамке. Факторами, которыми определяется амплитуда помехи, являются амплитуда тока и крутизна нарастания фронта импульса. В экспериментах для сравнения использовались импульсы с длительностью фронта 6,4 мкс и 2,2 мкс. Укорочение фронта приводило к возрастанию амплитуды помехи примерно в три раза.

Сравнительный анализ осциллограмм на рис. 3.11, 3.12 показывает, что при одинаковом воздействующем импульсе тока увеличение длины дорожек приводит к росту амплитуды наводки. В частности, помеха на рис. 3.12 достигает значения 1,5 В, что уже соизмеримо с полезными сигналами в цифровых и микропроцессорных устройствах, которые были установлены на плате.

Разрядники, защищающие от импульсных перенапряжений, поступающих со стороны линий электропитания и связи, устанавливаются внутри корпусов радиоэлектронной аппаратуры. В связи с этим возникает двоякая ситуация. С одной стороны, аппаратура будет защищена от импульсов напряжения высокого уровня, которые могут привести к электрическому пробое или термическому разрушению. С другой, разрядник сам по себе является источником мощного импульсного электромагнитного поля.

На рис. 3.13 показаны результаты исследования процесса срабатывания разрядника Р-350 и генерации импульсных помех в окружающем пространстве.

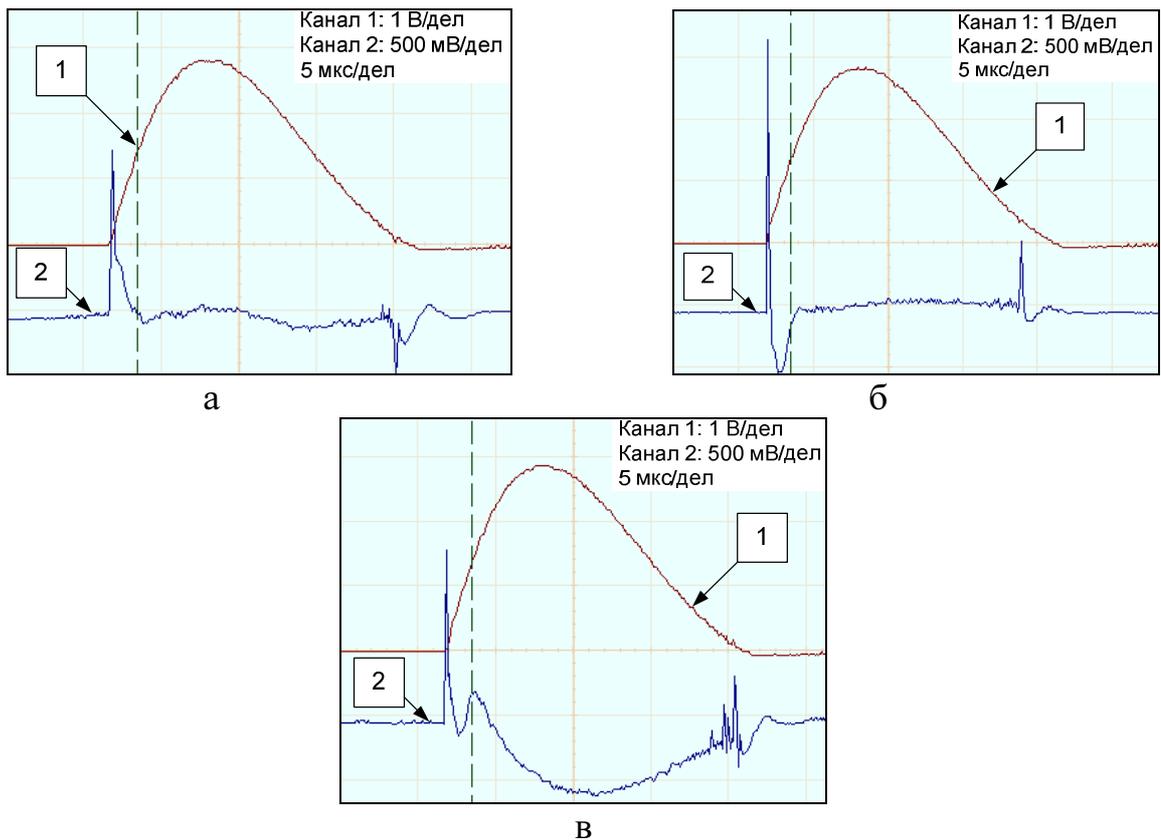


Рис. 3.13. Осциллограммы импульсного тока (канал 1) через разрядник Р-350 и показания датчика магнитного поля (канал 2) на расстоянии 7 см от разрядника: а – компонента H_x , б – компонента H_y , в – компонента H_z

В эксперименте применялся генератор импульсов тока с суммарной накопительной емкостью 2,25 мкФ, которая заряжалась до напряжения порядка 450 В, что гарантировало срабатывание разрядника. Импульсный ток подводился к колодке с разрядником по близко расположенным параллельным проводам, чтобы при регистрации магнитного поля разрядника максимально скомпенсировать поле от подводящих проводников. Датчик магнитного поля находился на одном уровне с разрядником на расстоянии 7 см. Канал разряда был параллелен оси Y датчика.

Из рис. 3.13 видно, что импульсный ток в разряднике имеет микросекундную длительность. Зависимость тока снята через безындукционный шунт 28,5 мОм, соответственно амплитуда импульса составляет порядка 98 А. Длительность фронта импульса тока равна 5 мкс.

По осциллограммам (рис 3.13, а – в) можно наглядно увидеть моменты зажигания и погасания дуги в разряднике, сопровождающиеся импульсными процессами в изменении магнитного поля. Дуга образовывалась перпендикулярно оси Z датчика магнитного поля, о чем свидетельствует осциллограмма рис. 3.13, в, где просматривается наиболее осязаемое изменение магнитного поля в соответствии с импульсом протекающего тока. Но, не смотря на это, всплески магнитного поля в моменты появления и исчезновения дуги существенны вдоль всех направлений.

Опасность установки разрядников вблизи чувствительных радиоэлектронных элементов, особенно в закрытом металлическом корпусе, связана с высоким уровнем порождаемых импульсных помех в процессе срабатывания разрядника. На всех осциллограммах рис. 3.3.4 видно, что длительность созданных импульсных помех значительно меньше времени протекания импульсного тока и лежит в ряде случаев в наносекундной области.

Для получения амплитудных значений импульсных помех использован коэффициент преобразования датчика магнитного поля, равным 30,8 мВ/(А/м). Напряженности магнитного поля импульсной помехи: вдоль оси $X - H_x = 40,6$ А/м; вдоль оси $Y - H_y = 72,4$ А/м; вдоль оси $Z - H_z = 43,7$ А/м. По известным компонентам помехи в трехмерном пространстве была определена суммарная амплитуда напряженности магнитного поля помехи, которая составила $H = 93,8$ А/м.

В связи с этим, можно сделать вывод, что импульсные электромагнитные помехи, образующиеся в процессе срабатывания защитных разрядников, обладают большой скоростью нарастания фронта и значительной амплитудой, что мо-

жет стать причиной появления наведенных напряжений на близко расположенных дорожках плат с чувствительными радиоэлектронными элементами. Данная проблема может быть решена, если защитные разрядники будут экранированы от других частей системы.

3.4 Определение коэффициента чувствительности кабельной цепи

В разделе 2.5, где описан порядок расчета индуктированных напряжений в сердечнике кабеля, переход от напряжения «жила-оболочка» к напряжению «жила-жила» выполняется при помощи коэффициента чувствительности. Этот параметр может быть определен по формулам, но точность расчета будет небольшая [78, 79]. Объясняется это тем, что асимметрия между жилами и оболочкой кабеля сильно зависит от ряда факторов, такие как тип кабеля, температура окружающей среды, состояние линии, неравномерность ширины сближения между кабелем и влияющей силовой цепью и т.д.

Когда речь идет о кабеле конечной длины, наиболее точным способом определения частотной зависимости коэффициента чувствительности является экспериментальный. В этом случае при расчете коэффициента чувствительности не нужно учитывать параметры влияющей цепи, а только значения наводимых напряжений [78, 79]:

$$\eta = \frac{U_{\text{ж-ж}}}{U_{\text{ж-об}}}, \quad (3.12)$$

где $U_{\text{ж-ж}}$ – напряжение между жилами кабеля, В; $U_{\text{ж-об}}$ – напряжение между жилой и оболочкой кабеля, В.

На рис. 3.14 показана схема определения коэффициента чувствительности, в которой имитируется магнитное влияние на исследуемый кабель. Электромагнитное воздействие на кабель осуществляется от протяженного провода, возвратная часть которого отнесена на значительное расстояние. Провод возбуждается посредством генератора синусоидального тока ГЗ-111, способного генерировать сигнал с частотой до 2 МГц. Этого частотного диапазона достаточно, чтобы исследовать коэффициент чувствительности в пределах большей части спектра для микросекундных импульсов электромагнитного поля.

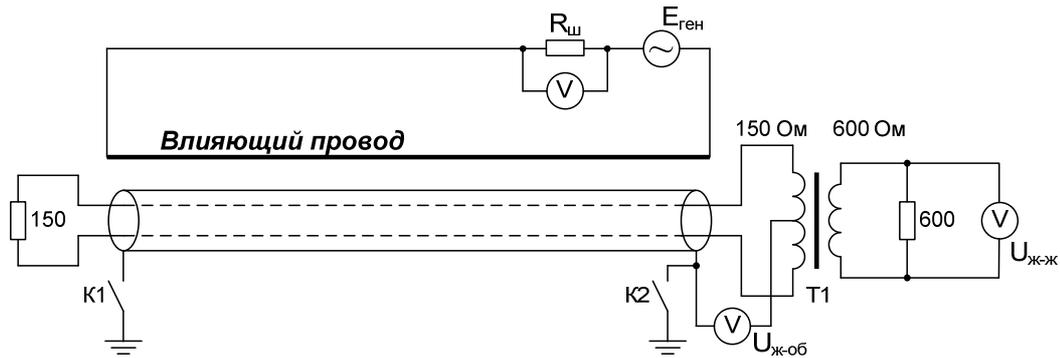


Рис. 3.14. Схема измерения коэффициента чувствительности двухпроводной цепи

В схеме измерения на рис. 3.14 используются ключи К1 и К2, позволяющие оценить влияние заземления экрана на изменение коэффициента чувствительности. Результаты определения напряжений «жила-жила», «жила-оболочка» и коэффициента чувствительности при наличии и отсутствии заземления экрана приведены в табл. 3.1. По данным из табл. 3.1 построены сравнительные частотные зависимости напряжений и коэффициента чувствительности, изображенные на рис. 3.15, 3.16.

Таблица 3.1

Результаты определения коэффициента чувствительности кабеля МСЭ-2

f, кГц	I, мА	Без заземления экрана			С заземлением экрана		
		U _{ж-ж} , В	U _{ж-об} , В	η	U _{ж-ж} , В	U _{ж-об} , В	η
1	200	0,00052	0,22	0,0033	0,0005	0,18	0,0039
5	200	0,00056	0,24	0,0033	0,00056	0,2	0,00396
8	200	0,00092	0,28	0,0046	0,00084	0,24	0,00495
10	200	0,0028	0,7	0,0057	0,0025	0,5	0,0071
30	200	0,0054	1	0,0076	0,0038	0,7	0,0077
40	200	0,0084	1,4	0,0085	0,0055	0,9	0,00862
50	200	0,012	1,7	0,00998	0,0076	1	0,01075
60	200	0,015	2	0,0106	0,0095	1,2	0,0112
70	200	0,018	2,2	0,0116	0,0115	1,4	0,01162
80	200	0,022	2,5	0,0125	0,0135	1,5	0,0128
100	200	0,0295	3	0,0139	0,019	2	0,01344
200	200	0,046	5	0,0130	0,034	3,5	0,01374
300	200	0,036	5,95	0,0086	0,03	4,25	0,00998
400	200	0,095	6,67	0,0201	0,05	4,9	0,01443
500	200	0,28	7,31	0,0542	0,1	5,3	0,02668
600	200	0,37	7,96	0,0657	0,18	6	0,04243
700	200	0,56	8,75	0,0905	0,3	6,7	0,06332
800	200	0,69	9,2	0,1061	0,38	7,4	0,07262
1000	200	0,77	9,53	0,1143	0,48	8	0,08485
1500	200	0,82	9,42	0,1231	0,65	8,1	0,11349
2000	200	0,86	9,6	0,1267	0,7	8,32	0,11898

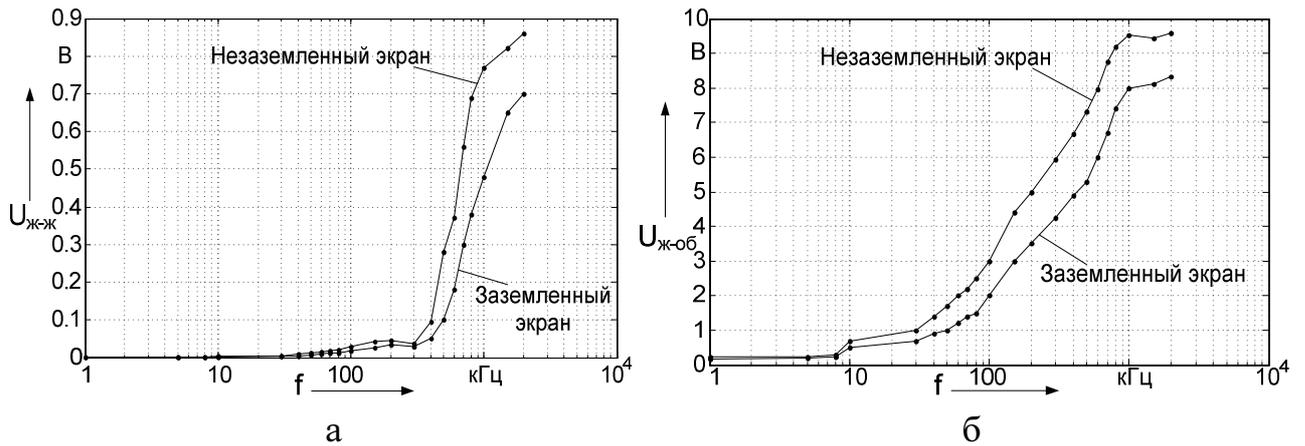


Рис. 3.15. Частотные зависимости наведенных напряжений в кабеле МСЭ-2: а – между жилами; б – между жилой и оболочкой

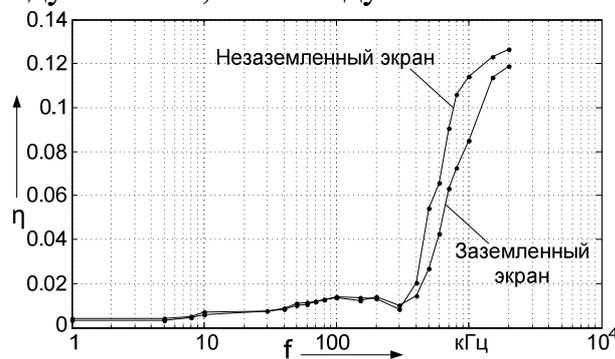


Рис. 3.16. Частотная зависимость коэффициента чувствительности кабеля МСЭ-2

По графикам на рис. 3.15, 3.16 видно, что наводимые напряжения и коэффициент чувствительности ощутимо зависят от наличия заземления экрана. Полученные значения коэффициента чувствительности наиболее точны для данного типа кабеля, МСЭ-2, при магнитном влиянии и при данной конфигурации влияющей цепи, где ширина сближения одинакова по всей длине. Такое расположение влияющего провода оказывает максимальное воздействие на исследуемый кабель. При других вариантах сближения зависимость коэффициента чувствительности будет несколько другой, но по имеющимся значениям можно делать инженерную оценку возможных наводимых напряжений. Так, например, при близком ударе молнии, ток разряда достигает 15-30 кА, поэтому можно ожидать, что индуктированное напряжение между жилами достигнет уровня киловольтов, а между жилой и экраном еще на порядок больше.

3.5 Исследование воздействия импульсного электромагнитного поля на кабельные линии конечной длины

В данном разделе представлены результаты экспериментальных исследований влияния импульсных электромагнитных полей на уровень помех в кабелях конечной длины. Первая часть исследований проводилась в лаборатории Омского государственного университета путей сообщения, а вторая часть – в зоне влияния железной дороги постоянного тока в Омской области [109].

На рис. 3.17 показаны схемы исследования воздействия импульсного электромагнитного поля на кабели конечной длины. В качестве влияющей линии, подобно схеме определения коэффициента чувствительности кабеля, использовался провод, расположенный в непосредственной близости к исследуемой цепи. Импульсы тока подавались во влияющий провод посредством генератора с оптическим управлением при различных номиналах накопительной емкости. На рис. 3.17, а приведена схема определения напряжения между жилами симметричного кабеля МСЭ-2 в оплеточном экране. На рис. 3.17, б изображена схема определения наведенного напряжения между центральной жилой и оплеткой в коаксиальном кабеле РК-50.

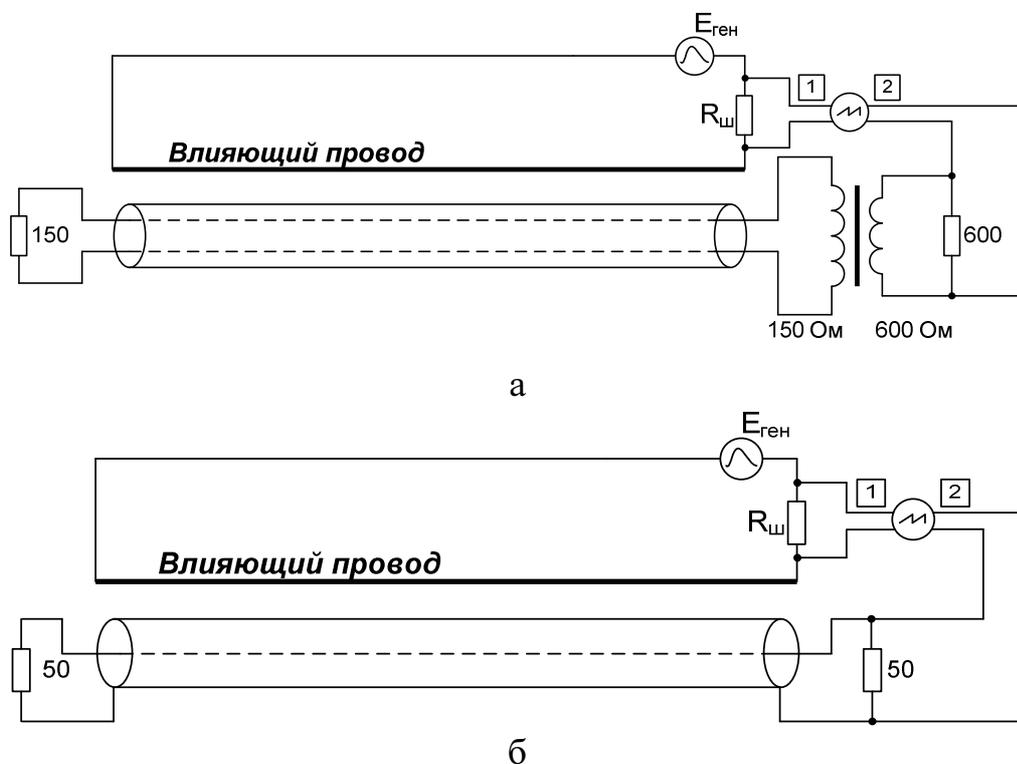


Рис. 3.17. Схемы экспериментального исследования воздействия импульсного электромагнитного поля на кабель длиной 30 м:
а – кабель МСЭ-2; б – кабель РК-50

Исследование выполнено для кабелей, экран которых не был заземлен. Длина кабелей в обоих случаях была равна 30 м. Кабели по концам имели нагрузку, равную волновому сопротивлению. Измерение напряжения «жила-жила» в кабеле МСЭ-2 выполнялось через согласующий разделительный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1.

На рис. 3.18 представлены осциллограммы влияющего тока и наведенного от него напряжения в экранированном симметричном кабеле длиной 30 м. Рис. 3.18, а, в, д показывают воздействие импульсов тока с длительностью фронта ~ 30 мкс и амплитудными значениями 40 А, 70 А и 105 А. На рис. 3.5.1, б, г, е изображены осциллограммы влияющего импульсного тока с длительностью фронта ~ 5 мкс и значениями амплитуды 10 А, 18 А и 32 А. Увеличение длительности фронта импульса получено дополнением внутренней емкости генератора 0,25 мкФ внешней высоковольтной емкостью 10 мкФ.

Появление кратковременного броска напряжения на осциллограммах наведенных напряжений в самом конце действия импульсного тока связано с запирающей работой внутренних тиристорных цепей генератора и последующим явлением самоиндукции во влияющем проводе. Наглядно можно наблюдать, как коммутационные процессы в соседних силовых цепях приводят к импульсным перенапряжениям. Этот бросок напряжения является побочным результатом эксперимента, а в данном случае больший интерес представляет величина наведенного напряжения во время действия импульса тока.

Из рис. 3.18, а – е видно, что скорость нарастания наведенного напряжения больше, чем у влияющего тока. Изменение происходит быстрее, поскольку наведенная ЭДС, как и продольное электрическое поле развивается по производной от временной зависимости изменения тока. В связи с этим индуктированные импульсы напряжения с быстрыми фронтами обладают значительной проникающей способностью, зачастую обгоняя скорость срабатывания средств защиты от перенапряжений, которые устанавливаются в местах подключения кабелей к радиоэлектронной аппаратуре.

На рис. 3.19 – 3.21 показаны осциллограммы лабораторных исследований появления помех в коаксиальном кабеле длиной 30 м. Эксперимент аналогичен исследованию симметричного кабеля. Коаксиальный кабель показывает большую защищенность, чем симметричный, но в случаях наибольших амплитуд влияющего тока помехи достигают значения 1-1,5 В.

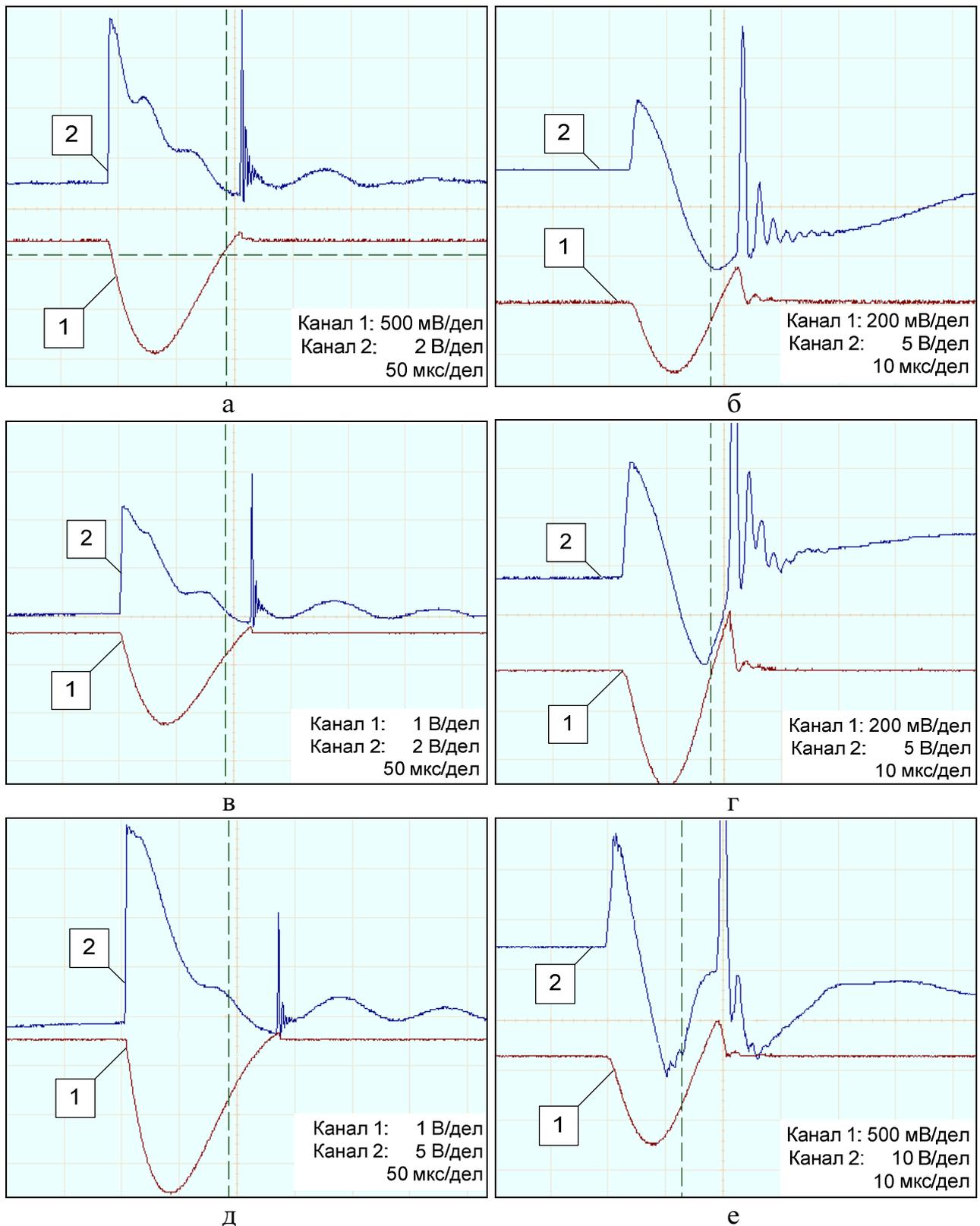


Рис. 3.18. Осциллограммы импульса тока во влияющей цепи (1) и наведенного напряжения «жила-жила» (2) в экранированном симметричном кабеле длиной 30 м при отсутствии заземления экрана:
а, б – $U_{\text{ген}} = 220 \text{ В}$; в, г – $U_{\text{ген}} = 440 \text{ В}$; д, е – $U_{\text{ген}} = 880 \text{ В}$

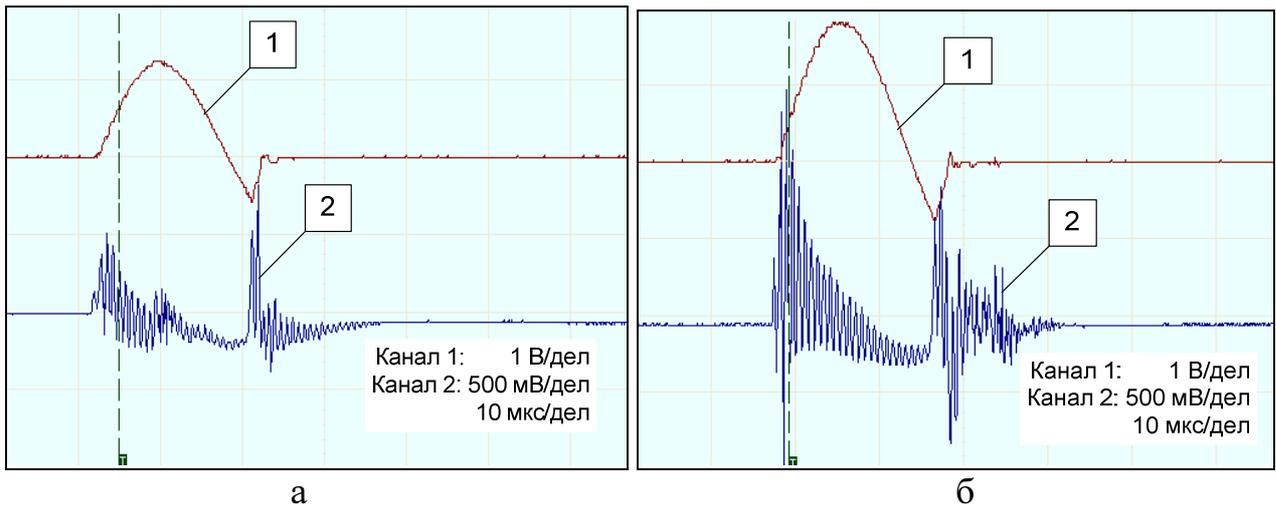


Рис. 3.19. Осциллограммы импульса тока во влияющей цепи (1) и наведенного напряжения «жила-оболочка» (2) в коаксиальном кабеле РК-50 длиной 30 м:
а – $U_{\text{ген}} = 880 \text{ В}$; б – $U_{\text{ген}} = 1300 \text{ В}$

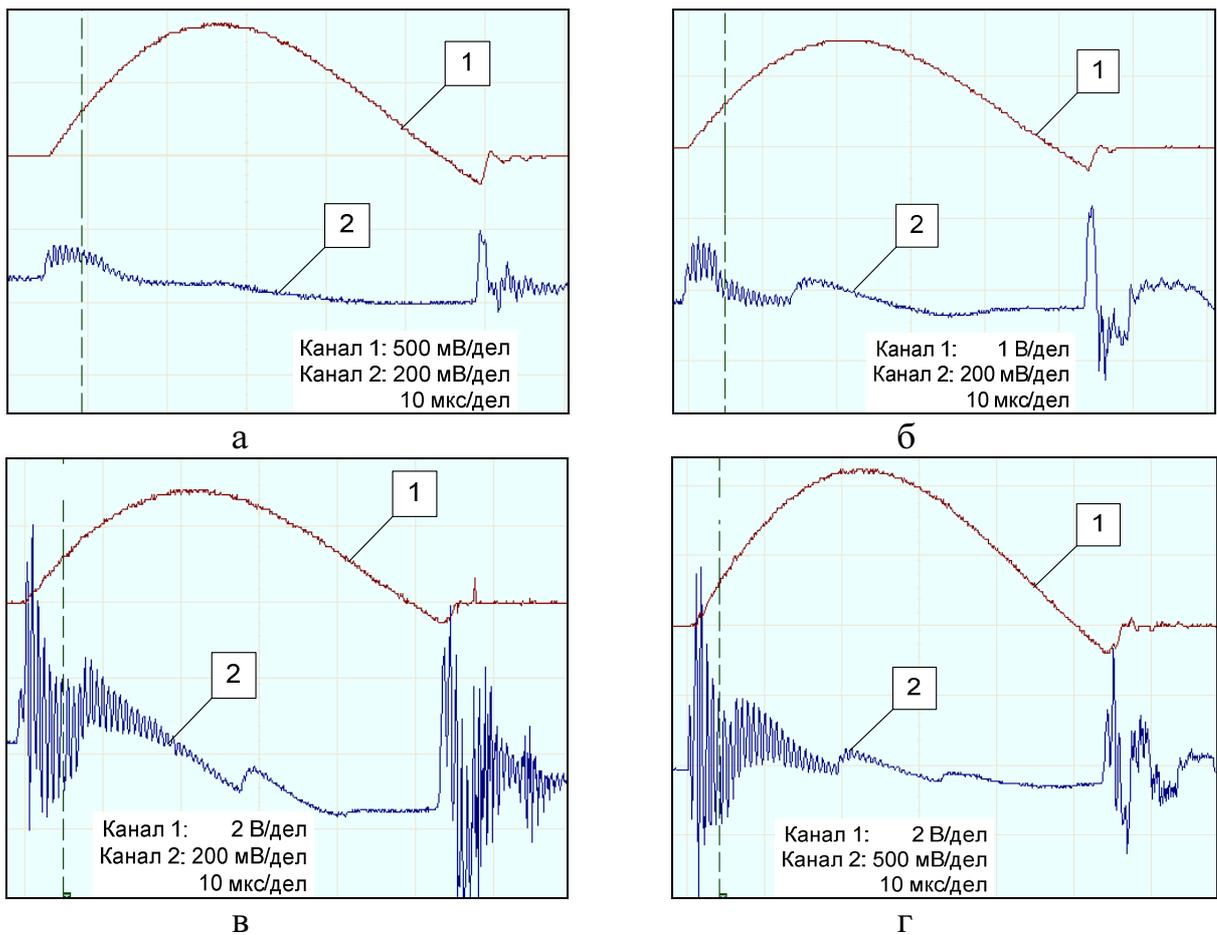


Рис. 3.20. Осциллограммы импульса тока во влияющей цепи (1) и наведенного напряжения «жила-оболочка» (2) в коаксиальном кабеле РК-50 длиной 30 м:
а – $U_{\text{ген}} = 220 \text{ В}$; б – $U_{\text{ген}} = 440 \text{ В}$; в – $U_{\text{ген}} = 880 \text{ В}$; г – $U_{\text{ген}} = 1300 \text{ В}$

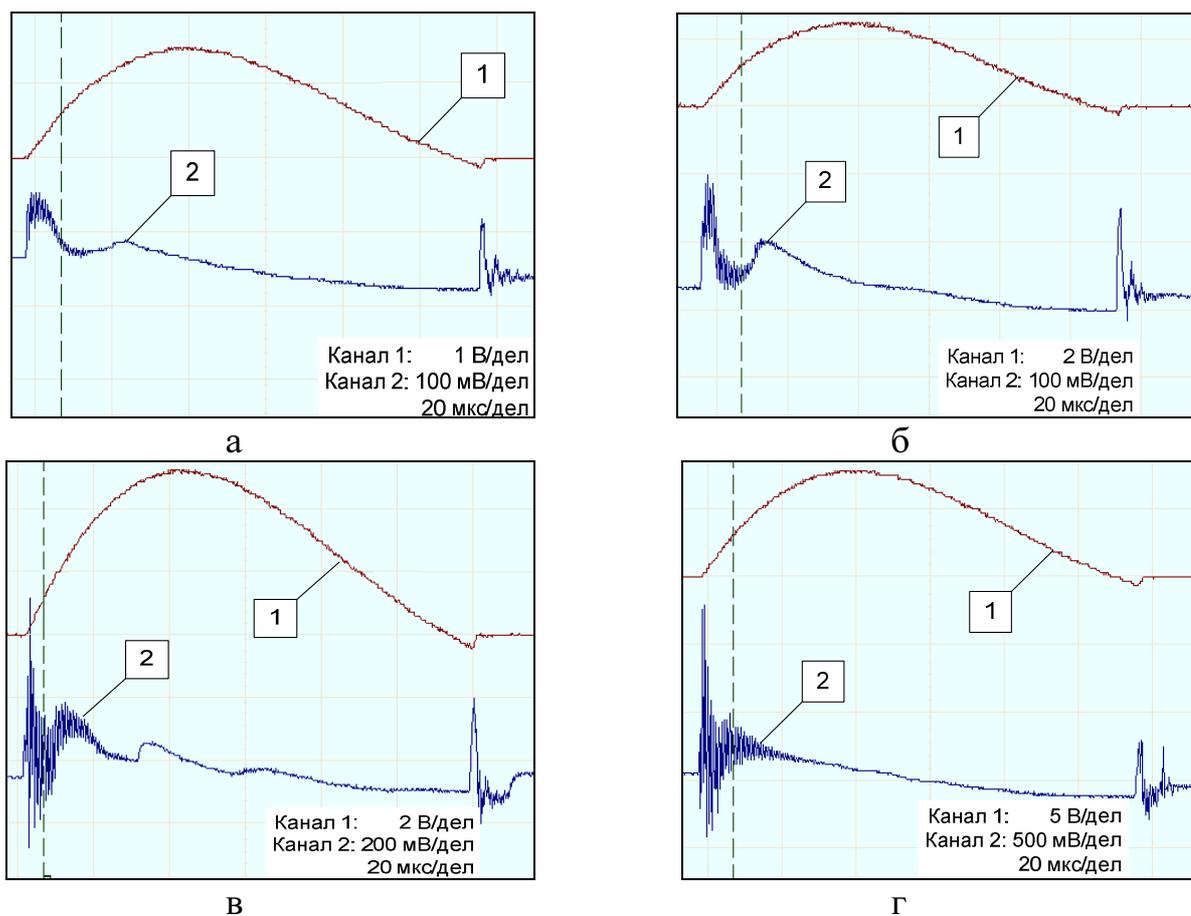


Рис. 3.21. Осциллограммы импульса тока во влияющей цепи (1) и наведенного напряжения «жила-оболочка» (2) в коаксиальном кабеле РК-50 длиной 30 м:
а – $U_{\text{ген}} = 220 \text{ В}$; б – $U_{\text{ген}} = 440 \text{ В}$; в – $U_{\text{ген}} = 880 \text{ В}$; г – $U_{\text{ген}} = 1300 \text{ В}$

На рис. 3.22 показана схема экспериментального исследования наведенных напряжений в симметричном кабеле МСЭ-2 в условиях влияния сильноточных цепей железнодорожного транспорта. Измерения проводились на территории Омской области вблизи ст. Колония в августе 2013 г. Основным источником мощных электромагнитных полей является контактная сеть постоянного тока. Как показали эксперименты, в контактной сети даже в нормальном режиме работы постоянно происходят импульсные процессы, связанные с работой преобразователей на тяговых подстанциях, прохождением поездов, у которых наблюдается искрение пантографа и работа тяговых двигателей также вносит помехи в питающую сеть.

Исследуемый кабель был расположен на земле параллельно контактному проводу на расстоянии 5 м от железной дороги. Оценка индуктированных напряжений выполнялась при различных вариантах заземления экрана кабеля: отсутствие заземления по концам, заземление с одной стороны и заземление с двух сторон.



Рис. 3.22. Схема определения наведенных напряжений в симметричном экранированном кабеле в условиях влияния контактной сети ж.д.

На рис. 3.23 показаны результаты измерения помех между жилами испытуемого кабеля в зависимости от наличия или отсутствия заземлений экрана. Осциллограммы на рис. 3.23, а и 3.23, б были зафиксированы при прохождении поезда по перегону и при свободном перегоне. Наглядно видно, что увеличение тока в тяговой сети ведет к росту наведенного напряжения. По осциллограммам 3.23, а – в можно сделать вывод, что для кабеля длиной 30 м отсутствие заземления экрана или заземление с одной стороны приводит к появлению в информационных цепях помехи с амплитудой порядка 1 В.

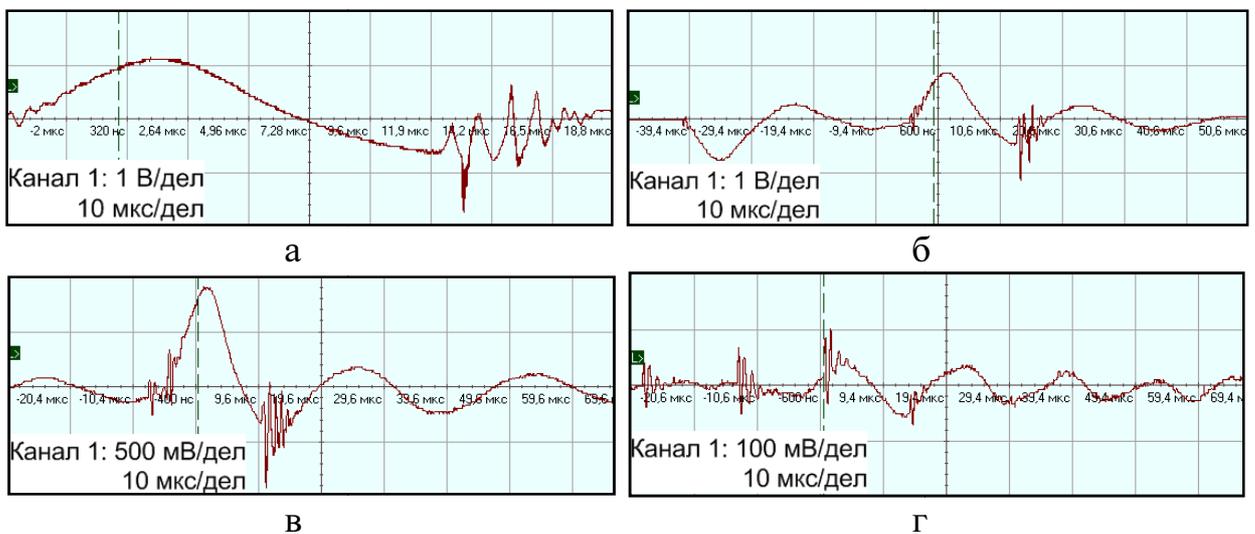


Рис. 3.23. Осциллограммы наведенного напряжения «жила-жила» в экранированном симметричном кабеле длиной 30 м вблизи контактной сети ж.д.:

- а – экран незаземлен, при прохождении поезда;
- б – экран незаземлен, свободный перегон;
- в – экран заземлен с одной стороны;
- г – экран заземлен с двух сторон

На рис. 3.23, г показана осциллограмма помехи, зарегистрированной при заземлении экрана кабеля по обоим концам. Для заземления использовались стальные штыри длиной 30 см. Грунт вблизи ж.д. полотна обладает большим сопро-

тивлением благодаря наличию щебеночной отсыпки и разделительного слоя из геотекстиля или пенополистирола [104, 105, 115], но даже в этом случае использование одиночных заземлителей приводит к уменьшению индуцированной помехи до уровня порядка 100 мВ. Сравнивая с уровнем наводки при отсутствии заземления, можно сделать вывод, что заземлением достигается ослабление помехи в 10 раз.

Рабочие токи в контактной сети постоянного тока при наличии поездов на межподстанционном участке находятся на уровне нескольких сотен ампер, а при в случае большегрузных поездов могут достигать 1 кА и выше. Соответственно, вблизи железнодорожного полотна создается магнитное поле, являющееся основным источником появления помех и перенапряжений в кабельных цепях.

На рис. 3.24 показана схема определения напряжения экрана относительно земли при одновременном контроле внешнего магнитного поля. Измерение магнитного поля осуществлялось разработанным трехкомпонентным датчиком магнитного поля. Датчик располагался таким образом, чтобы компонента вдоль оси Y была направлена параллельно контактному проводу. Кабель экрана был заземлен с обеих сторон. Результаты измерения наведенных напряжений в экране показаны на рис. 3.25.

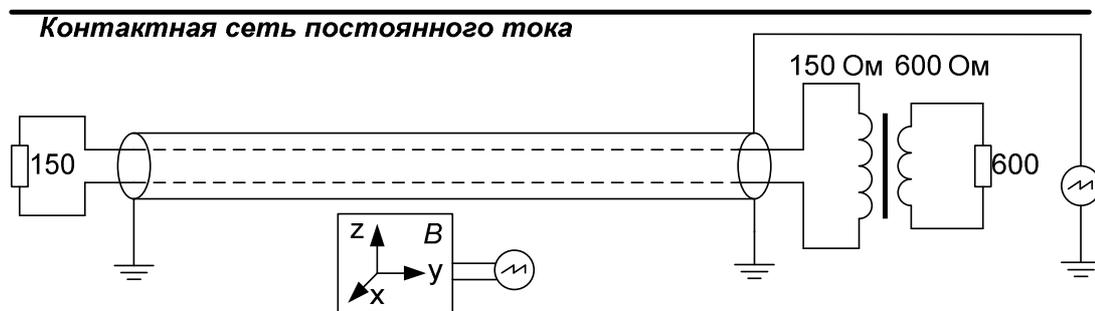


Рис. 3.24. Схема измерения напряжения экрана относительно земли с одновременной регистрацией внешнего магнитного поля

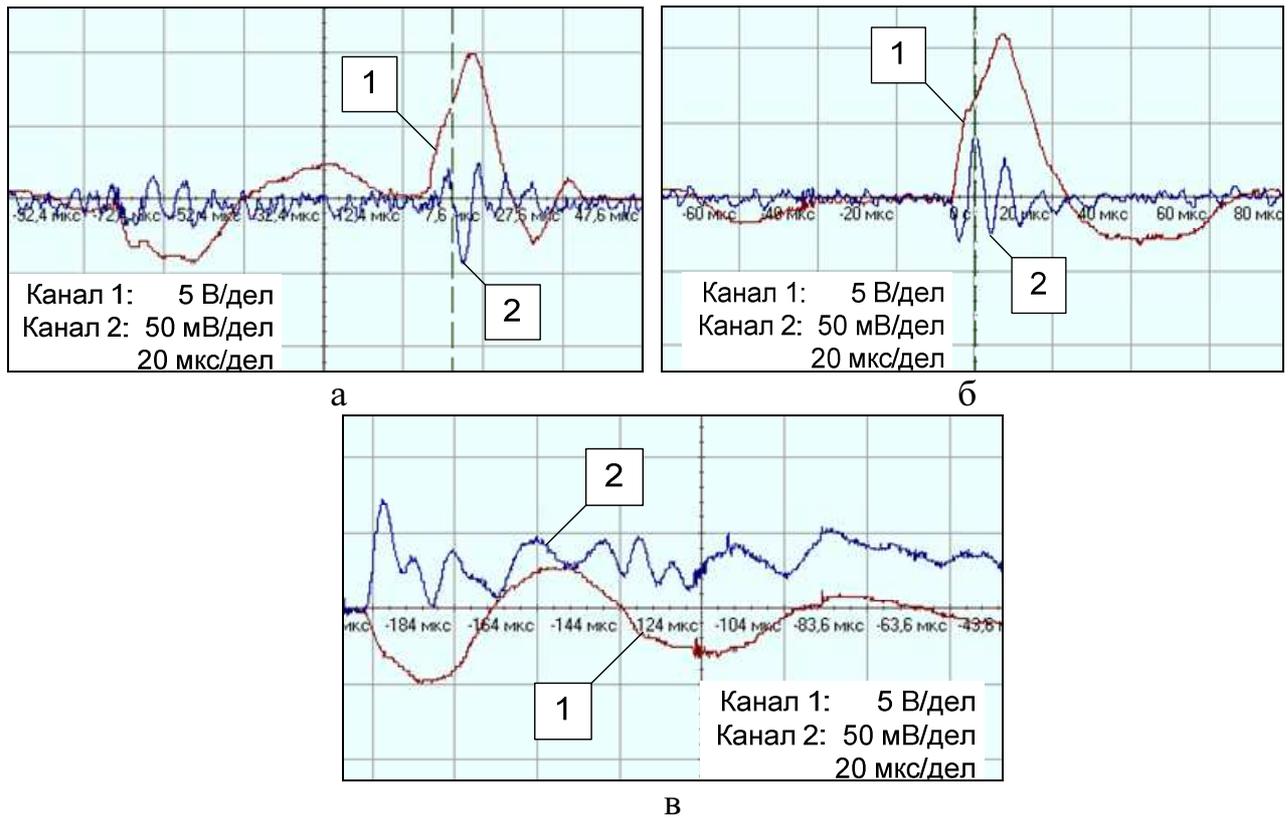


Рис. 3.25. Осциллограммы наведенного напряжения (канал 1) в экране кабеля длиной 30 м относительно земли и показания датчика магнитного поля (канал 2) вблизи контактной сети ж.д.: а – вдоль оси X; б – вдоль оси Y; в – вдоль оси Z

Максимальная напряженность магнитного поля, согласно осциллограммам на рис. 3.25, для каждой из компонент: $H_x^{\max}=1,38$ А/м; $H_y^{\max}=1,35$ А/м; $H_z^{\max}=2,36$ А/м. Изменение напряжения экрана происходит в моменты импульсных всплесков магнитного поля и в двух случаях достигает значения 10 В (рис. 3.25, а, б). Несмотря на то, что экран заземлен с обеих сторон, присутствие напряжения на конце экрана объясняется тем, что, заземлитель был погружен в грунт с большим удельным сопротивлением. Кроме того, сопротивление растеканию тока у заземляющих устройств является частотнозависимым [104, 105, 115] и резко возрастает с увеличением частоты. В данном случае частота импульсных колебаний магнитного поля лежит в области сотен килогерц, поэтому потенциал экрана имеет ненулевой характер.

По проведенным экспериментальным исследованиям можно сделать выводы:

1) уровень зафиксированных помех имеет тот же порядок, что был получен в ходе теоретического расчета – единицы вольт. Расхождение в значениях появилось из-за отличия в уровнях напряженностей электромагнитного поля источника, взятого в расчете, источника поля в экспериментах;

2) при проведении экспериментов в условиях ж.д. появление электромагнитных помех являлось случайным процессом и заранее предугадать напряженность поля, и, соответственно, значения помех в кабеле было нельзя. В формировании уровня электромагнитного поля участвовало сразу несколько сильноточных цепей электроснабжения, волновод радиосвязи и рельсы, обладающие некоторым экранирующим эффектом.

3) помехи в информационных цепях кабелей конечной длины зависят от наличия заземления экранирующей оболочки. В энергонасыщенном районе ж. д. применение заземления в грунте с большим удельным сопротивлением уменьшило уровень наведенных напряжений на порядок.

4) разработаны и применены в ходе лабораторных исследований генератор импульсов тока и датчик магнитного поля. Датчик поля показал свою эффективность при измерении напряженности импульсного магнитного поля микросекундной длительности в лабораторных испытаниях и в полевых экспериментах. Одновременное измерение индуктированных напряжений и контроль напряженность магнитного поля позволяют определить связь между помехами в кабельных цепях и уровнем внешнего магнитного поля в каждом конкретном случае.

3.6 Выводы по третьему разделу

1. Разработана методика расчета компонент импульсного электромагнитного поля в ближней зоне элементарного электрического диполя, позволяющая определять временные зависимости электрического и магнитного полей от излучающих систем различной геометрической конфигурации.

2. Разработан генератор импульсных токов с дистанционным управлением, который в совокупности с излучающими системами в виде одновитковой квадратной рамки или протяженного провода позволяет проводить испытания элементов радиоэлектронных систем на помехозащищенность и устойчивость к импульсным электромагнитным полям.

3. Разработан датчик магнитного поля, являющийся измерительным дополнением к излучающей системе и генератору импульсов тока.

4. Проведены экспериментальные исследования воздействия импульсных электромагнитных полей на кабели конечной длины. Выяснено, что уровень помех, индуктируемых в информационных жилах симметричного кабеля, имеет тот же порядок, что и напряжения, полученные в ходе расчета.

5. Проведено экспериментальное исследование воздействия импульсного электромагнитного поля на радиоэлектронные платы связи. Определено, что на дорожках плат наводятся импульсные помехи, способные вызвать нарушение работы чувствительных компонентов радиоэлектронной аппаратуры.

6. В условиях снижения помехоустойчивости элементной базы радиоэлектронной аппаратуры необходимо разработать методы и средства, позволяющие проводить оценку помехозащищенности радиоэлектронных средств еще на этапах разработки и опытного конструирования.

РАЗДЕЛ 4

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННЫХ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

4.1 Методика моделирования цифровых и микропроцессорных устройств

Языки проектирования и моделирования цифровых устройств VHDL, Verilog, SystemC используются в САПР от Altera, Xilinx и подобных. Создание сложнейших устройств значительно упрощается для разработчика. Достаточно лишь описать логику работы устройства, а программная среда в большей степени самостоятельно проработает физическую реализацию устройства на основе БМК, ПЛИС и т.д. Последующая тестовая симуляция разработанного устройства позволяет выяснить, насколько корректно функционирует схема и имеются ли ошибки.

Одновременно с этим в устройство может быть заложена некоторая избыточность или особая логика, определяющая работу в случае возникновения неправильных управляющих сигналов, запрещенных комбинаций и т. д. В частности, на ж.д. транспорте особо критичные микропроцессорные системы имеют дублированные процессорные блоки. Разработкой идентичных блоков занимаются разные группы схемотехников, программистов и т. д., чтобы в случае аварии процессорные блоки, выполняющие одинаковые операции, не могли совершить одну и ту же ошибку или выдать одинаково неправильную команду [69].

Пока устройство не будет реализовано в виде конкретной платы, заниматься вопросами ЭМС крайне затруднительно. Поэтому диссертационной работе разработана методика моделирования цифровых устройств, нацеленная на решение вопросов сбоеустойчивости еще на этапе разработки [95]. Этот подход экономит время, уменьшает затраты, связанные с изготовлением ряда образцов, в каждом из которых устраняются недостатки предыдущих. И в то же время позволяет детальнее оценить работу устройства в нестабильных условиях работы: помехи от электромагнитных полей, броски напряжения питания, выход из строя отдельных микросхем, узлов, помехи в цепях синхронизации и т.д.

В основе методики моделирования цифровых используются модели n-канального и p-канального транзисторов. Модели составлены на языке программирования VHDL (Very high speed integrated circuit Hardware Description

Language), который предназначен для формального представления цифровых систем различного уровня функциональной и конструктивной сложности на различных уровнях детализации – алгоритм функционирования, регистровые передачи, вентиляционная схема [10, 11, 30, 51]. VHDL-описание используется при проектировании, эксплуатации и ремонте цифрового устройства. Данный язык уже успешно применяется в описании механизмов сбоев интегральных микросхем при ионизирующих излучениях [138, 152, 154].

Вся разработка осуществлялась в программном пакете Mentor Graphics ModelSim [51]. При описании физических процессов прохождения сигналов применялась библиотека IEEE.std_logic_1164, где определен 9-значный алфавит сигналов, интерес из которых представляют: '0', '1' – сильные сигналы логических нуля и единицы (рис. 4.1.1 а, г), 'L', 'H' – слабые сигналы нуля и единицы (рис. 4.1.1 б, в), 'Z' – высокоимпедансное состояние [15, 85, 126], 'U' – неинициализированное состояние, 'X' – неизвестное значение сигнала, '-' – безразличное значение. Для транзисторов, выполненных по КМОП-технологии, условием открытого состояния является наличие порогового напряжения между затвором и истоком: $U_{GS} \geq 0,7$ В для n-канального транзистора и $U_{GS} \leq -0,7$ В для р-канального транзистора [120, 121]. На рис. 4.1 показаны сильные и слабые уровни сигналов в транзисторных КМОП-схемах.

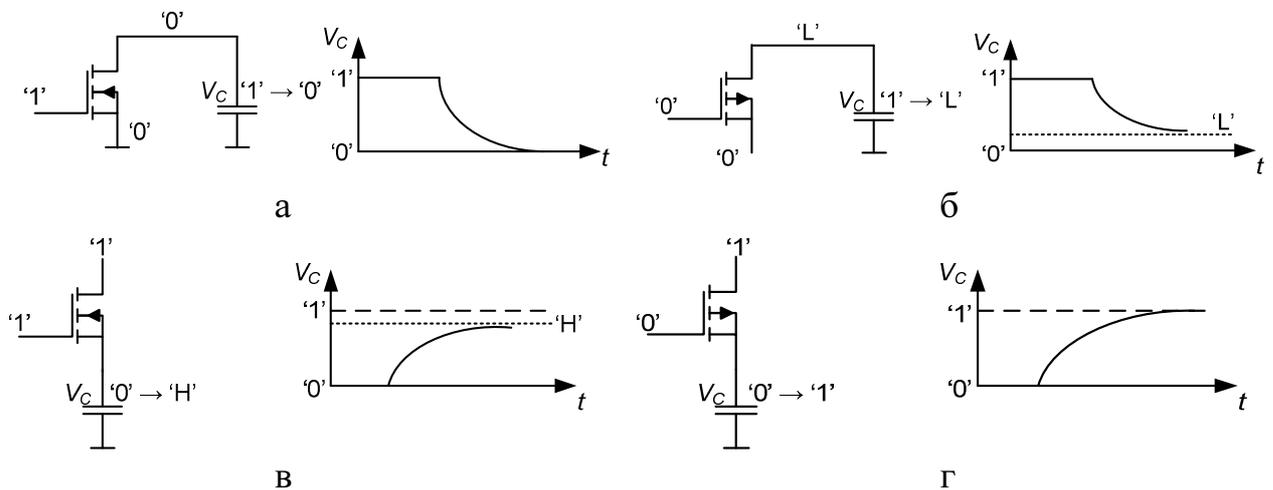


Рис. 4.1. Уровни сигналов в n-канальных и р-канальных транзисторах: а, г – сильные сигналы нуля и единицы; б, в – слабые сигналы нуля и единицы

В табл. 4.1 представлены зависимости между потенциалами истока и стока при различных напряжениях на затворе. При подаче на затвор n-канального транзистора напряжения, которое превышает потенциал истока на величину порогового напряжения, потенциал истока оказывается на стоке. В противном же случае

транзистор находится в закрытом состоянии и на стоке устанавливается высокоимпедансное состояние. То же справедливо и для р-канального транзистора, только для открытого состояния потенциал затвора должен быть ниже потенциала истока. Особенность разработанной методики заключается в том, что можно успешно моделировать изменение уровней сигналов в схемах с монтажной логикой и схемах с открытым стоком [126]. В приложении 3 приведены листинги VHDL-моделей используемых транзисторов.

Таблица 4.1

Зависимости сигналов на выводах для моделей полевых транзисторов

n-канальный транзистор					
Открытое состояние			Закрытое состояние		
Затвор	Исток	Сток	Затвор	Исток	Сток
1	0	0	0	не важно	Z
H	0	0	L	не важно	Z
1	L	L	H	1	Z
H	L	L			
1	H	H			
p-канальный транзистор					
Открытое состояние			Закрытое состояние		
Затвор	Исток	Сток	Затвор	Исток	Сток
0	1	1	1	не важно	Z
L	1	1	H	не важно	Z
0	H	H	L	0	Z
L	H	H			
0	L	L			

Разработка цифровых устройств при помощи языка VHDL возможна тремя способами – на основе поведенческого описания, на основе движения потоков данных и структурное описание. В предложенной методике применялось структурное составление моделей, где более сложные устройства состоят из моделей уровнем ниже, а те, в свою очередь, из VHDL описаний транзисторов. В конечном итоге, даже сложные устройства являются совокупностью определенного числа транзисторов. Такое построение моделей наиболее близко к реально существующим КМОП-устройствам [85, 126]. Данный подход позволяет учитывать уровни напряжений не только на информационных портах, но и на выводах питания. Адекватность составленных моделей КМОП-устройств проверялась в нормальном режиме их функционирования при всех возможных комбинациях входных сигналов. Корректная работа подтвердила правильность составленных алгоритмических описаний полевых транзисторов.

Вследствие внешних импульсных электромагнитных полей в дорожках плат индуцируются помехи, которые могут кратковременно изменять потенциал в информационных и питающих линиях цифровых устройств [9, 81, 161]. Результаты исследований по оценке уровней и временных форм возможных помех были приведены в разделе 3.3. На основе проделанной работы был сделан вывод, что источником появления ошибок могут стать ситуации, когда на линии с низким уровнем напряжения появляется положительный потенциал, а на линии с высоким уровнем происходит проседание напряжения. Имитация наведенных импульсных помех проводилась согласно рис. 4.2. Возрастание потенциала на линии с низким уровнем заменялось появлением логической единицы (1, H), а снижение значения напряжения на линии с высоким уровнем принималось, как кратковременное появление логического нуля (0, L) [111].

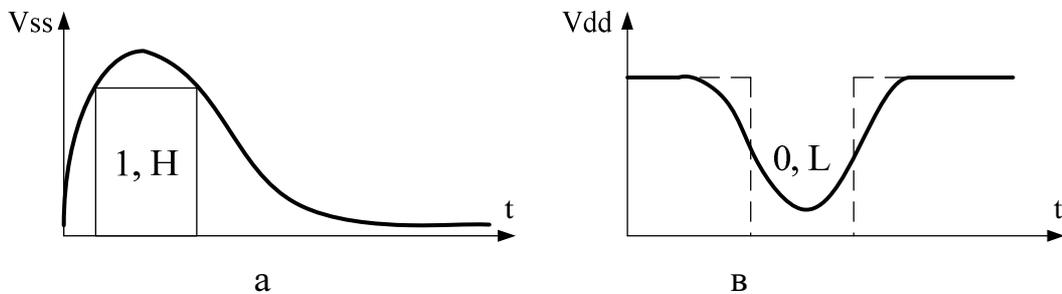


Рис. 4.2. Изображения уровней сигналов: а – при моделировании импульсной помехи положительной полярности; б – при моделировании импульсной помехи отрицательной полярности

На рис. 4.3 – 4.9 приведены диаграммы, на которых рассмотрена работа простых цифровых устройств при возникновении импульсных помех в цепях питания. Шинами питания обычной КМОП микросхемы являются линии Vdd и Vss. В нормальном режиме работы потенциал Vdd находится на стабильном уровне +1.2 – +5 В, а потенциал линии Vss поддерживается 0 В. И если кратковременное повышение напряжения Vdd не создаст угрозы информационного сбоя, то возросший потенциал на линии Vss вследствие положительной помехи, и понижение напряжения в шине Vdd вследствие отрицательной помехи может привести к ложным срабатываниям и к сбою функционирования.

Рис. 4.3 и 4.4 показывают работу инвертора при изменении уровня напряжения на линиях Vss и Vdd соответственно. Пунктирной линией обозначены уровни слабых сигналов: на уровне нуля – сигнал ‘L’, на уровне единицы – ‘H’. При колебаниях потенциала Vss выходной сигнал (out_inv) нарушается при высоком уровне на входе (in_inv), а при появлении провалов в напряжении на линии

Vdd выходной сигнал становится некорректным при низком уровне на входе. На рисунках обведены моменты времени, в течении которых выход схемы инвертора устанавливается в высокоимпедансное состояние. Таким образом, приемник этого сигнала может не только воспринять ошибочные данные, но и оказаться кратковременно подверженным наводкам со стороны внешних электромагнитных полей.



Рис. 4.3. Диаграмма работы инвертора при возникновении помех в линии Vss



Рис. 4.4. Диаграмма работы инвертора при провалах напряжения в линии Vdd

Диаграммы на рис. 4.5 и 4.6 показывают работу логических элементов ИЛИ-НЕ, И-НЕ с двумя входами при появлении в цепи Vss помехи, амплитуда которой соизмерима с напряжением питания. При некоторых комбинациях входных сигналах на выходе формируются неверные значения, а часть комбинаций переводит выход схемы в высокоомное состояние, как это было со схемой инвертора.

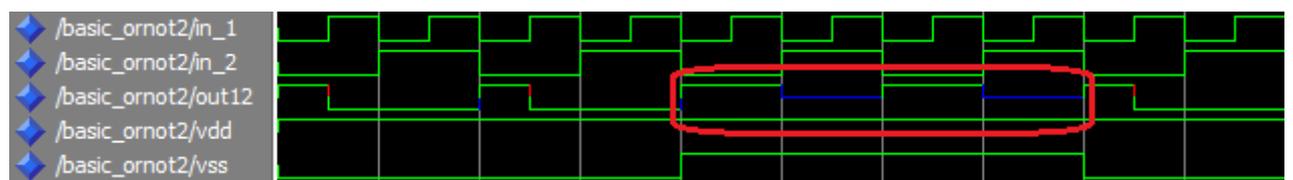


Рис. 4.5. Диаграмма работы элемента ИЛИ-НЕ при помехе в линии Vss

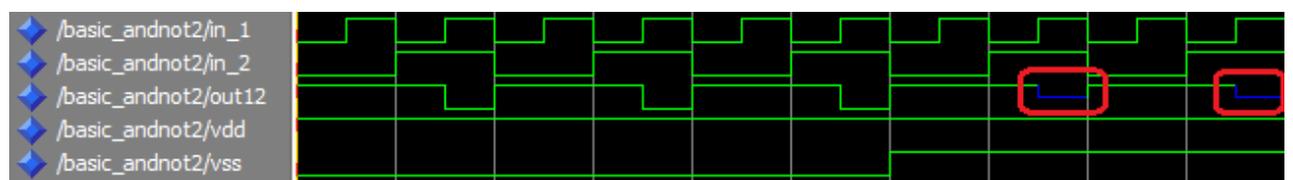


Рис. 4.6. Диаграмма работы элемента И-НЕ при помехе в линии Vss

Особенность воздействия помех на логические элементы заключается в том, что схемы возвращаются к нормальному функционированию после окончания действия помехи. В этом отношении воздействие помех на элементы с памятью может привести к потере данных или запоминанию ошибочного состояния. На рис. 4.7 приведена диаграмма работы D-триггера. Помеха действует по входу Vss.

При достижении помехой уровня слабой единицы ('Н') на инверсном выходе триггера формируется неверное значение, также равное слабой единице. Сильный сигнал единицы на линии Vss ведет к потере данных и установлению выходов, прямого и инверсного, в высокоомное состояние. В последующем, реальный триггер в устройстве может установиться в непредсказуемое состояние, которое определится скоростью срабатывания внутренних логических элементов, но при исследовании данной модели прочие элементы отсутствуют, поэтому выходы неизменно остаются в высокоимпедансном состоянии.



Рис. 4.7. Диаграмма работы D-триггера при помехе в линии Vss

Объединив несколько триггеров в более сложные устройства, была исследована работа многоразрядных элементов с памятью. На рис. 4.8 и 4.9 показаны диаграммы работы сдвигового регистра и реверсивного 8-битного счетчика с параллельной загрузкой.

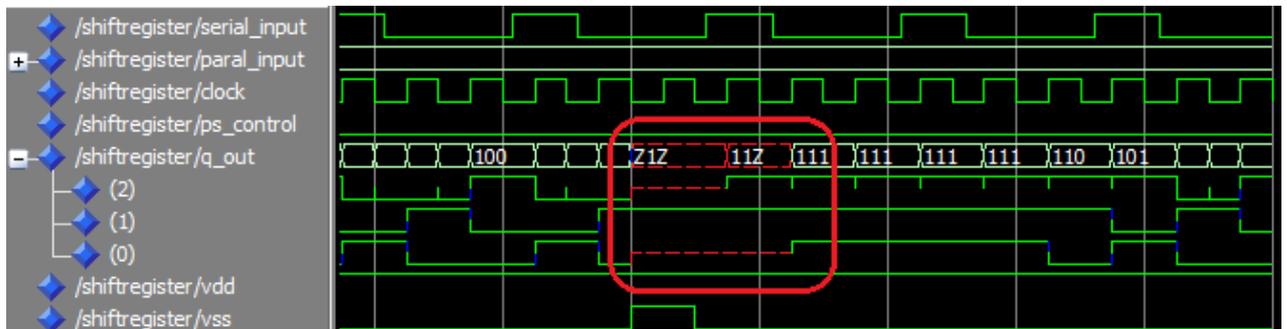


Рис. 4.8. Диаграмма работы сдвигового регистра при помехе в линии Vss

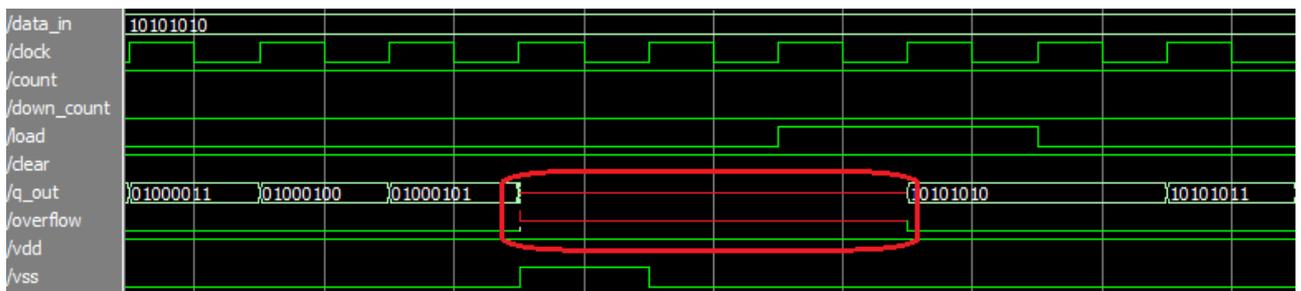


Рис. 4.9. Диаграмма работы 8-битного счетчика при помехе в линии Vss

На примере сдвигового регистра видна ситуация, при которой искажение сохраненных данных ведет к последующему распространению ошибок по системе. В нормальном режиме на выходе схемы должно быть чередование сигналов '0' и '1', но после действия импульса помехи по линии Vss часть выходных линии принимает высокоомное состояние. Затем, после устранения неопределенного состояния на выходах регистра в течение еще четырех периодов тактового сигнала присутствуют ошибочные сигналы '1'.

Воздействие импульсной помехи на реверсивный счетчик (рис. 4.9) приводит к потере сохраненной комбинации и нарушению последующего счета. Выход из зависшего состояния происходит путем параллельной загрузки 8-битной комбинации, с которой возобновляется счет.

Данная методика также эффективна при рассмотрении устойчивости работы комплексных цифровых и микропроцессорных устройств. Однако увеличение сложности рассматриваемого объекта затрудняет наблюдение за выходными и внутренними сигналами. Для упрощения процесса моделирования и отслеживания сбоев была использована тестовая среда, изображенная на рис. 4.10.

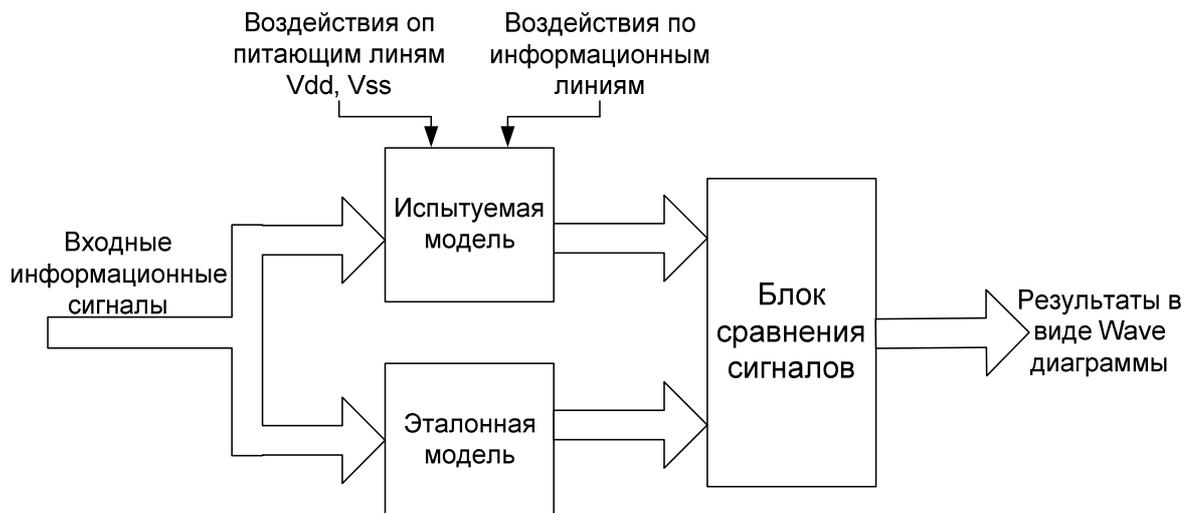


Рис. 4.10. Структурная схема среды моделирования КМОП-устройств

Независимо от того, какое устройство исследуется, в процессе тестирования используются две абсолютно одинаковые модели одного и того же цифрового устройства. На входы обеих моделей подаются одинаковые сигналы, но испытуемая модель в процессе работы подвергается воздействию импульсных помех через информационные или питающие порты. В связи с этим уровни внутренних сигналов претерпевают изменения и могут вызвать сбой. Эталонная модель работает параллельно испытуемой, но без внешних воздействий, поэтому её сигналы берутся за основу при сравнении с сигналами испытуемой модели. Анализ произ-

водится в блоке сравнения, который выполняет операцию XOR (исключающее ИЛИ) и обнаруживает расхождения.

Выводы по проведенной работе:

1. Методика моделирования цифровых устройств и библиотека КМОП-элементов созданы с использованием языка программирования VHDL, который государственно стандартизирован в области разработки электронных устройств.

2. Описание уровней сигналов в предложенной методике соответствует международному стандарту IEEE 1164. Этот подход позволяет учесть четыре уровня напряжения сигнала и высокоомное состояние. В связи с этим возможные импульсные помехи моделируются как прямоугольные импульсы разной амплитуды. Более точное описание формы импульсных помех может быть достигнуто посредством использования производного языка моделирования VHDL-AMS, в котором используются не только цифровые сигналы, но и аналоговые.

3. Были проведены исследования действия импульсных помех со стороны портов электропитания на работу логических ключей и элементы с памятью. Помехи по линии V_{ss} рассмотрены как импульсы положительной полярности. В линии V_{dd} импульсные помехи описаны как провалы до некоторого ненулевого уровня. Моделирование показало, что логические элементы восстанавливают нормальную работу после окончания действия помехи. В элементах с памятью помеха большой амплитуды приводит к потере данных. В этом случае на выходах элемента устанавливаются неправильные сигналы, которые могут дальше распространяться по системе.

4.2 Модель микропроцессорного устройства

В диссертационном исследовании была проведена разработка модели 8-битного микропроцессорного устройства, нацеленная продемонстрировать эффективность предложенной методики на конкретном примере [95]. Созданные поведенческие модели полевых транзисторов использовались при создании следующих программных описаний устройств:

а) инвертор, логические ключи И, И-НЕ, ИЛИ, ИЛИ-НЕ с двумя, тремя и четырьмя входами, логический ключ ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, неинвертирующий буфер;

- б) SR-триггер, D-триггеры: простой, модификации с наличием сигналов разрешения загрузки бита, установки, сброса, T-триггер;
- в) КМОП-ключ, буфер с тремя состояниями;
- г) мультиплексоры: на 2 входа, на 4 входа, на 8 входов;
- д) дешифраторы 2 входа – 4 выхода, 3 входа – 8 выходов, 5 входов – 32 выхода;
- е) циклический сдвиговый регистр;
- ж) двоичный счетчик, двоичный счетчик с параллельной/последовательной загрузкой, счетчик Джонсона.

Все указанные программные описания создавались только на основе принципиальных схем, взятых из справочников цифровых интегральных схем и литературы по проектированию КМОП устройств [15, 51, 85, 126, 133, 135, 178].

При создании модели микропроцессорного устройства были дополнительно созданы программные описания следующих устройств:

- а) транзистор с плавающим затвором, составляющий основу энергонезависимой памяти (EEPROM) программ и микрокода микропроцессорного ядра;
- б) блок памяти программ размером 128 слов по 16 бит;
- в) регистр команд, в который считывается 16-битное слово из памяти программ;
- г) блок микрокода, в котором для каждой 16-битной команды хранятся последовательно выполняемые микрооперации;
- д) блок управления микропроцессорного ядра;
- е) 8-битный программный счетчик;
- ж) арифметико-логическое устройство с возможностью выполнения переноса;
- з) 8-битный циклический сдвиговый регистр/аккумулятор, 8-битный буфер с тремя состояниями; 8-битный мультиплексор на 2 входа;
- и) файл регистров общего назначения размером 4 слова по 8 бит;
- к) статическое ОЗУ размером 128 слов по 8 бит;
- л) таймер/счетчик с программируемым предделителем;
- м) сторожевой таймер;
- н) 8-битный блок порта ввода/вывода;
- о) блок обработки прерываний: внешнего, от таймера/счетчика и от сторожевого таймера.

В блоке управления находятся следующие модули [157]:

- а) блок перезагрузки микропроцессора;
- б) блок начального формирования управляющих сигналов, реализованный на базе конечного автомата Мура;
- в) блок генерации фаз, управляющий порядком исполнения микроопераций в течение каждой команды;
- г) блок микрокода.

Структурная схема модели микропроцессорного устройства показана на рис. 4.11. Узлы устройства объединяются при помощи 8-битной шины адреса, 8-битной шины данных и 22-битной шины управления. Структура разработанного устройства соответствует простейшему 8-разрядному микроконтроллеру.

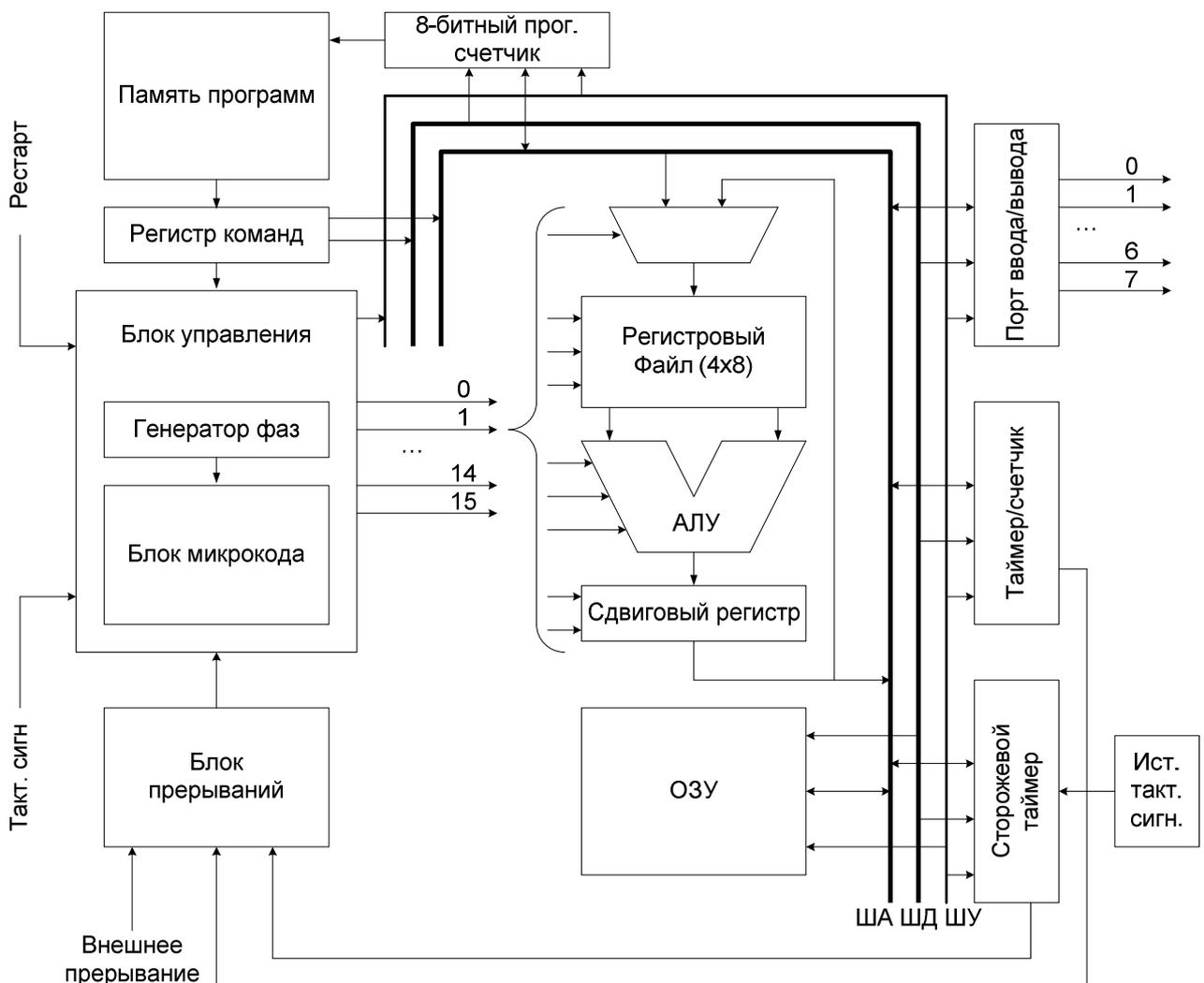


Рис. 4.11 – Структурная схема модели микропроцессорного устройства

Объединяя простейшие устройства в более сложные и формируя модули микропроцессорной системы, в краткие сроки была собрана модель, которая, по результатам компилирования, содержит порядка 83 тысяч транзисторов. Работа была проделана только автором диссертационного исследования и выразилась в

создании программной библиотеки КМОП-устройств, в состав которой входит также указанное микропроцессорное устройство [95].

Одновременно с разработкой схемных решений для микропроцессорного ядра был создан набор микроинструкций, посредством которого формируются сигналы на управляющих линиях. Работа всего микропроцессорного устройства управляется посредством внешнего тактового сигнала.

Инструкции из памяти программ попадают в регистр команд, где, в зависимости от операции, 8 бит из 16-битного слова отведены для данных, которые записываются в регистр общего назначения, или для адреса обращения к ОЗУ.

Для микропроцессорного ядра была разработана простейшая система команд, включающая в себя: арифметические и логические операции; пересылка данных между регистрами общего назначения и ОЗУ, регистрами таймера/счетчика, портом ввода/вывода, сторожевым таймером и программным счетчиком; операция безусловного перехода. Пересылка данных происходит по общей шине благодаря расположению регистров, ОЗУ и периферийных устройств в одном адресном пространстве.

Все команды выполняются за четыре такта синхросигнала. Во время каждого такта осуществляется отдельная микрооперация, являющаяся набором из 22 управляющих сигналов.

В табл. 4.2 приведены некоторые команды, записанные при помощи языка ассемблера, и соответствующие им микрооперации.

Таблица 4.2

Пример команд микропроцессора и соответствующих микрооперации

Команда	Микрооперации	Команда	Микрооперации
NOP	11101111111111111111 11111111111111111111 11111111111111111111 11010111111111111111	JMP	11110111101011111101 011110111111111111110 11111111111111111111 11010111111111111111
MOV	11101111110011111101 11111110011111111111 11111111111111111111 11010111111111111111	STM	111010111101011111101 011110111111111111110 11111111111111111111 11010111111111111111
AND	111011111101000110101 11111110011111111111 11111111111111111111 11010111111111111111	OUT	111010111101011111101 011110111111111111110 11111111111111111111 11010111111111111111

С использованием разработанной системы команд была составлена тестовое программное обеспечение, которое затем было помещено в блок энергонезависимой памяти программ. В тестовой программе зациклено выполняются операции загрузки и пересылки данных между регистрами общего назначения, оперативной памятью, а также происходит вывод 8-битных слов в порт микропроцессорного устройства

Порядок запуска микропроцессорного устройства: на линии Clk_in устанавливается входной тактовый сигнал. На линиях Vdd и Vss, соответствующим вводам электропитания устройства, устанавливаются логические уровни 1 и 0 соответственно. Одновременно с этим на линии Reset формируется изменение уровней 0→1, после чего в микропроцессорном устройстве запускается конечный автомат, начинающий выборку команд из памяти программ с адреса 0x00. На рис. 4.12 показана диаграмма внутренних и внешних сигналов микропроцессорного устройства при нормальном выполнении программы.

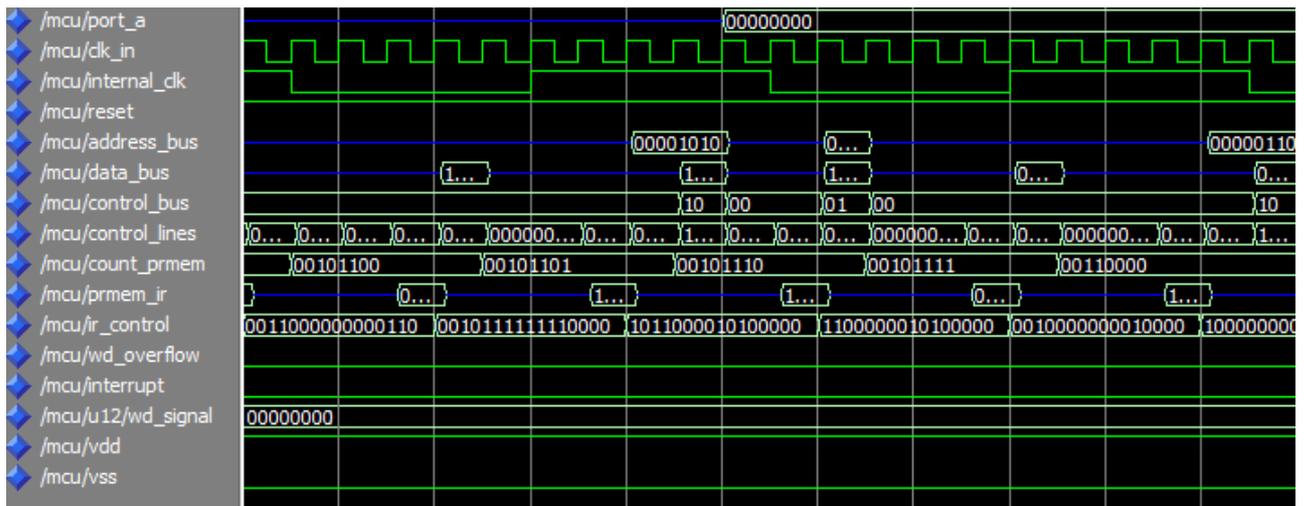


Рис. 4.12. Диаграмма нормальной работы микропроцессорного устройства

Далее работа микропроцессорного устройства была исследована при наличии импульсных помех в цепях питания [112, 113]. На рис. 4.13 показана диаграмма сигналов микропроцессора для случая появления импульсной помехи в линии Vss, амплитуда которой превышает половину напряжения питания. Если длительность помехи меньше, чем промежуток времени между переключениями схемы от тактового сигнала, запаса помехозащищенности вследствие инерционности цепей может быть достаточно, чтобы не привести к сбою в работе. На рис. 4.13. рассмотрен наихудший случай: высокий уровень помехи держится на протяжении нескольких периодов тактового сигнала.

2. Модель микропроцессорного устройства разработана исключительно на основе реальных схем цифровых устройств на транзисторном уровне. В модели отсутствуют абстрактные блоки, не имеющие схемной реализации.

3. Исследование воздействия импульсных помех в цепях питания микропроцессорного устройства показало, что при амплитуде помехи больше половины напряжения питания возможно нарушение нормального функционирования и потеря данных в элементах с памятью. Схемотехнические средства защиты от сбоев, такие как сторожевой таймер, не всегда способны вывести систему из зависшего состояния.

4.3 Имитатор помех наносекундной и микросекундной длительности

Испытание радиоэлектронной аппаратуры и линий связи на устойчивость к воздействию мощных импульсных электромагнитных полей сопряжено с рядом трудностей.

Во-первых, требуется применение специализированного оборудования – генераторов импульсов тока (ГИТ) или генераторов импульсов напряжения (ГИН). Методы испытаний и формы испытательных импульсов описаны в международных стандартах. Не смотря на то, что генераторы испытательных импульсов являются довольно специфичным оборудованием, все же можно найти промышленно произведенные экземпляры. В данной диссертационной работе использовались генераторы стандартных импульсов, собранные сотрудниками Омского государственного университета путей сообщения для нужд лаборатории электромагнитной совместимости.

Создание электромагнитного поля вокруг объекта испытания выполняется излучающей системой, которая ставится на выходе генератора импульсов. Промышленно произведенные образцы излучающих систем встретить еще труднее, чем генераторы импульсов. Если проводятся испытания на устойчивость аппаратуры к гармоническому радиочастотному полю, подходят антенны соответствующего диапазона, но при генерации импульсных полей, к излучающей системе предъявляются особые требования. Её электрические параметры, такие как емкость, индуктивность и омическое сопротивление не должны приводить к искажению формы испытательного импульса. А, например, для испытания проводных линий связи конфигурация излучателя может создать проблему, поскольку требу-

ется создание внешнего электромагнитного поля в значительном объеме пространства.

В целом, испытательных установок и безэховые камеры дорогостоящи и их габариты не позволяют мобильно выполнять испытания там, где будет использоваться объект, поэтому приходится обращаться к крупным предприятиям, институтам и научным центрам для выполнения соответствующих работ.

Во-вторых, при создании импульсных электромагнитных полей большой мощности требуется высокое напряжение. В стандартах прописаны значения 0,5 кВ, 1 кВ, 2 кВ, 4 кВ и т.д. При имитации разряда молнии, особенно близкого, значения напряжения в испытательной установке достигает десятков, сотен и тысяч киловольт. Соответственно токи разряда при генерации импульсов достигают десятков тысяч килоампер. Возникают побочные излучения СВЧ и рентгеновского диапазона, что, помимо высоко напряжения, представляет дополнительную опасность для обслуживающего персонала.

Современная радиоэлектронная аппаратура проектируется с учетом миниатюризации компонентов и энергосбережения, поэтому напряжение питания вторичных цепей значительно снижается. Это делает её очень чувствительной к электромагнитным полям, уровень которых не был опасен для аппаратуры, произведенной в прошлом.

Проведение испытаний на уровнях напряжений, которые описаны в стандартах, может привести к повреждению аппаратуры [56], если, к примеру, требуется определить будет ли сбоить микропроцессорная плата, питаемая напряжением 5 В, при возникновении индуцированных напряжений в её цепях. На данный момент нет стандартов, кроме [27, 28], касающихся оценки влияния помех в низковольтных цепях постоянного напряжения 12 В для автомобильной электроники. Это существенно затрудняет проведение испытаний для объектов, которые работают при низком напряжении питания. В этом случае приходится ориентироваться на данные об импульсной прочности компонентов и технические требования производителя/разработчика, что зачастую умалчивается или просто таких данных нет.

Автором диссертационного исследования изучены существующие испытательные устройства [22, 53], проанализированы функциональные возможности и выявлен ряд недостатков. Было выяснено, что создание имитаторов помех, заменяющих высоковольтное оборудование с излучателем на портативное устройство,

генерирующее импульсные помехи гальваническим способом является пока слабо проработанной задачей в области электромагнитной совместимости.

При выполнении множества экспериментов, связанных с влиянием электромагнитных полей, напряженности которых изменяются по биэкспоненциальной зависимости, согласно стандартам на испытания [29, 33], были зафиксированы формы наведенных напряжений на дорожках радиоэлектронных плат, как это было описано в разделе 3.3. Это позволило сформировать представление о вероятных формах возникающих помех при воздействии импульсного электромагнитного поля. Амплитуда наведенного напряжения варьируются от милливольт до десятков и сотен вольт при особо жестких условиях испытаний. Длительность помехи зависит от крутизны фронта тока в ГИН и от времени спада импульса также варьируется в диапазоне десятки-сотни наносекунд – единицы-десятки микросекунд.

Время переключения современных мощных МОП транзисторов лежит в области наносекунд. Эти данные были положены в основу разработанной методики формирования импульсных помех. Кратковременно изменяя напряжение на затворе транзистора, можно создавать броски напряжения по форме близкие к наводимым напряжениям на дорожках электронных плат при влиянии электромагнитного поля с биэкспоненциальной временной зависимостью напряженностей. Амплитуда таких помех может достигать нескольких сотен вольт, в зависимости от напряжения питания и допустимого напряжения исток-сток полевого транзистора.

Далее, эта методика была реализована в виде прототипа имитатора помех наносекундной и микросекундной длительности [107]. Структурная схема имитатора приведена на рис 4.14; принципиальная схема находится в приложении 4.

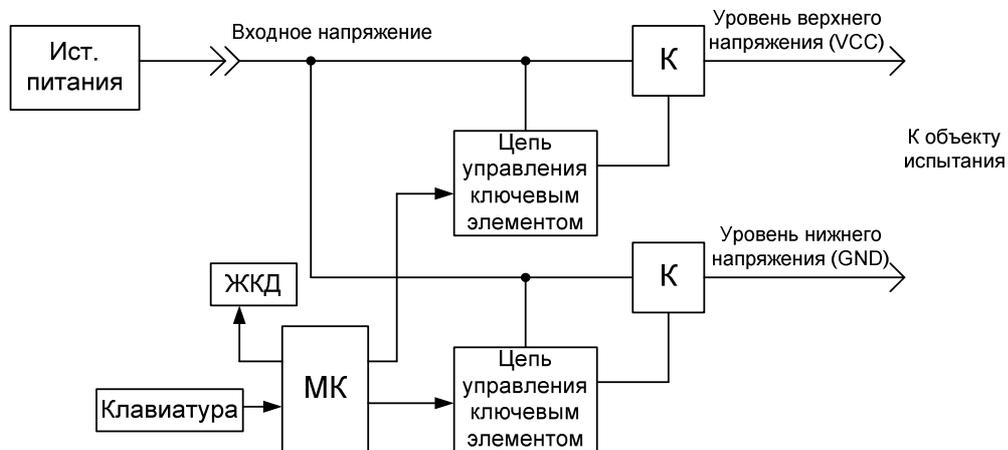


Рис. 4.14. Структурная схема имитатора помех наносекундной и микросекундной длительности

Имитатор состоит из следующих блоков:

- а) источник питания, подключаемый к сети 220 В;
- б) два ключевых элемента, выполненных на основе МОП транзисторов;
- в) два блока управления ключевым элементом, представляющих собой коммутируемые резистивные матрицы;
- г) микроконтроллер, управляющий процессом генерации импульсов;
- д) клавиатура управления;
- е) жидкокристаллический дисплей.

Основное преимущество представленного имитатора является программное управление. Имитатор имеет две абсолютно одинаковые выходные линии, постоянное напряжения на которых регулируется от 0 В до некоторого максимального значения, определяемого источником питания. Ступеней регулировки 128. Микроконтроллер подает на резистивную матрицу 7-разрядное двоичное слово, где 0000000 соответствует минимальному напряжению, а 1111111 – максимальному. Сопротивления в резистивной матрице подобраны пропорционально коэффициентам 128-64-32-16-8-2, чтобы изменение напряжения во всем диапазоне регулировки происходило равномерно.

Предварительно, установив уровень постоянного напряжения на линии, можно задать кратковременное переключение резистивной матрицы, что в свою очередь сформирует на выходе импульс напряжения наносекундной или микросекундной длительности. Подключение имитатора помех к испытуемому устройству осуществляется в соответствии с ГОСТ Р 52962 «Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям» [34]. Структурная схема возможного подключения имитатора помех к объекту испытания показана на рис. 4.15.

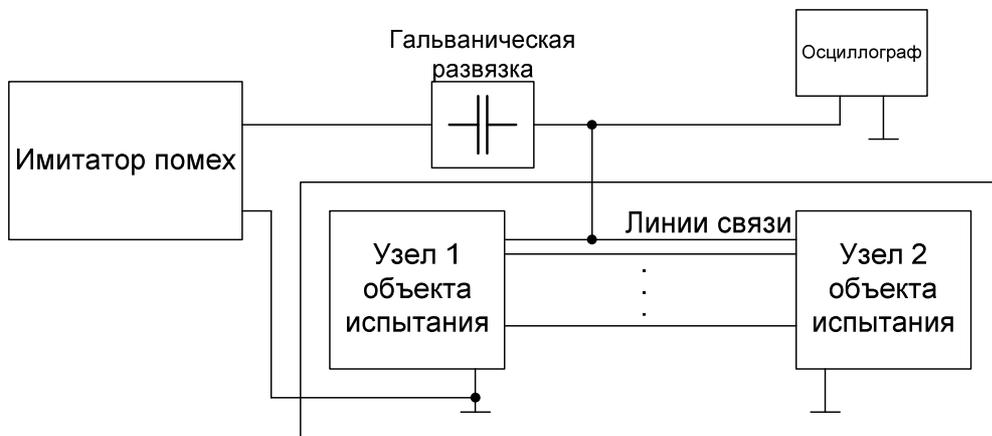


Рис. 4.15. Подключение имитатора помех к объекту испытания

Наличие двух одинаковых выходных линий дает возможность использовать имитатор помех как источник питания. При этом сохраняется возможность имитировать наведенные напряжения, которые могут возникать в питающих линиях. Уровень напряжения каждой из линий регулируется независимо. Питание испытуемого оборудования осуществляется от разности напряжений выходных линий. Так можно установить требуемую разность напряжений 2.8 В, 3.3 В, 5 В, 12 В и т.д. Структурная схема подключения имитатора помех к объекту испытания в качестве источника питания представлена на рис. 4.16.

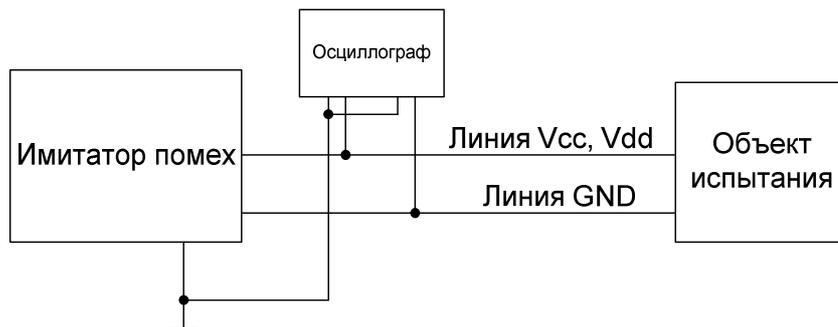


Рис. 4.16. Подключение имитатора помех с одновременным питанием объекта испытания

Программа управления имитатором позволяет выполнять следующие предварительные настройки генерации импульсов:

а) амплитуда импульса. Она может быть выставлена в соответствии с любым из 128 уровней напряжения;

б) длительность импульса. Изменяя этот параметр при имитации броска напряжения, появляется возможность создавать импульсы наносекундного диапазона;

в) форма импульса. Имитатор имеет ряд запрограммированных форм импульсов. Кроме того, возможность задавать форму импульса по точкам, регулируя амплитуду и время удержания потенциала, позволяет проводить испытания импульсами сложной формы;

г) полярность импульса. Переключение резистивной матрицы от меньшего значения к большему и обратно создает импульс положительной полярности. При установке на одной из выходных линий потенциала, отличного от нуля, можно задавать генерацию импульсов отрицательной полярности;

д) выходная линия, на которой будет генерироваться испытательный импульс. При двухпроводном подключении можно имитировать появление симметричной помехи, либо несимметричной;

е) количество подряд следующих импульсов. Имитатор позволяет генерировать импульсы одиночно или сериями. Настраиваются параметры:

- количество подряд следующих импульсов: 1-255;
- пауза между импульсами: 1-255 мкс;
- количество серий импульсов: 1-255;
- пауза между сериями импульсов: 100 мкс – 60 с.

ж) сохранение изменений приведенных выше параметров в энергонезависимую память микроконтроллера.

На рис. 4.17 показаны осциллограммы импульсных помех, программно созданных имитатором. На рис. 4.18 показаны примеры создания импульсных помех сериями из разного количества и амплитуды одиночных импульсов. Имитатор помех может быть успешно использован для воспроизведения пачек помех, возникающих при коммутационных процессах.

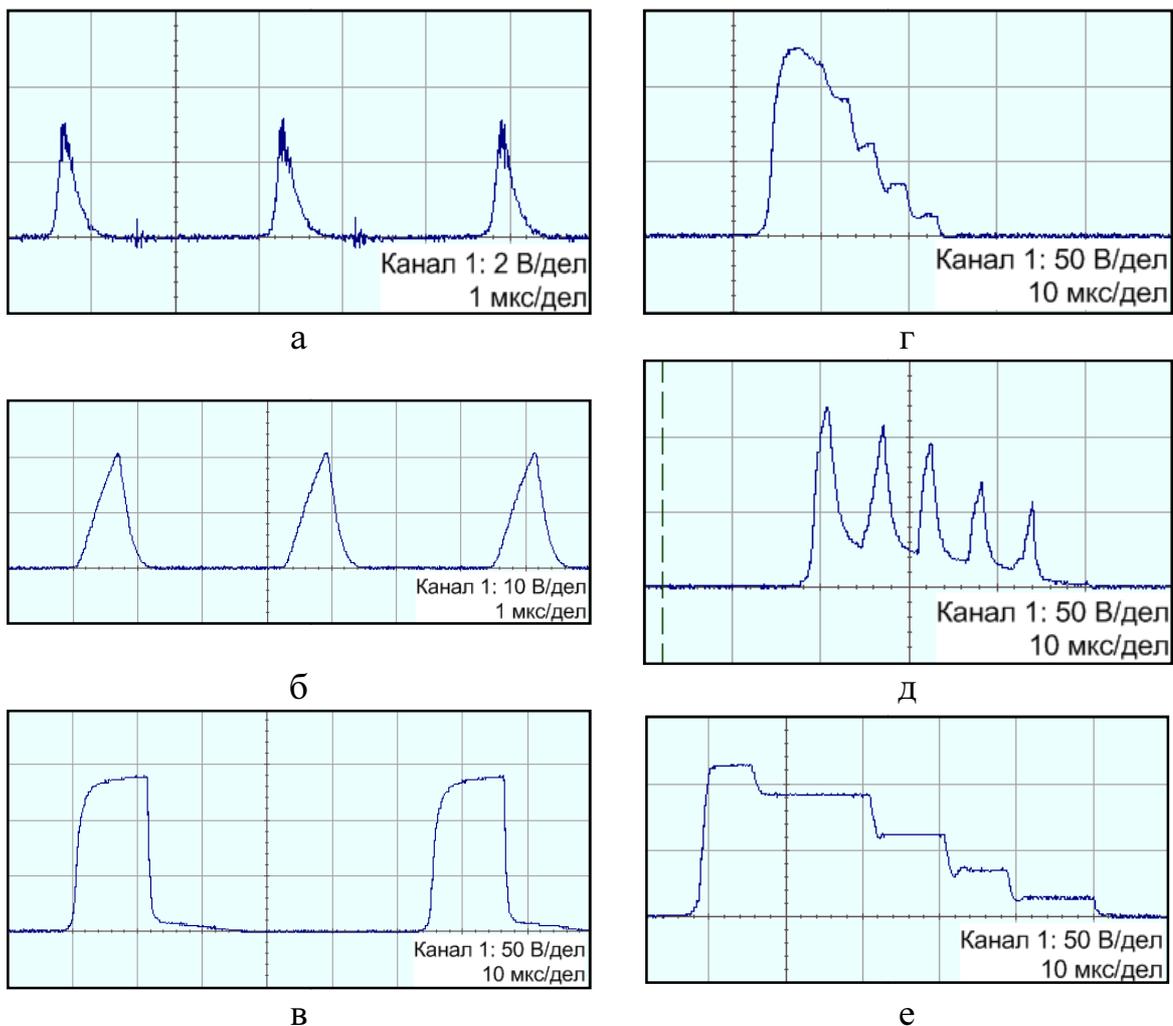


Рис. 4.17. Генерация импульсных помех разной длительности, амплитуды и формы: а, б, в – импульсы простой формы; г, д, е – импульсы сложной формы

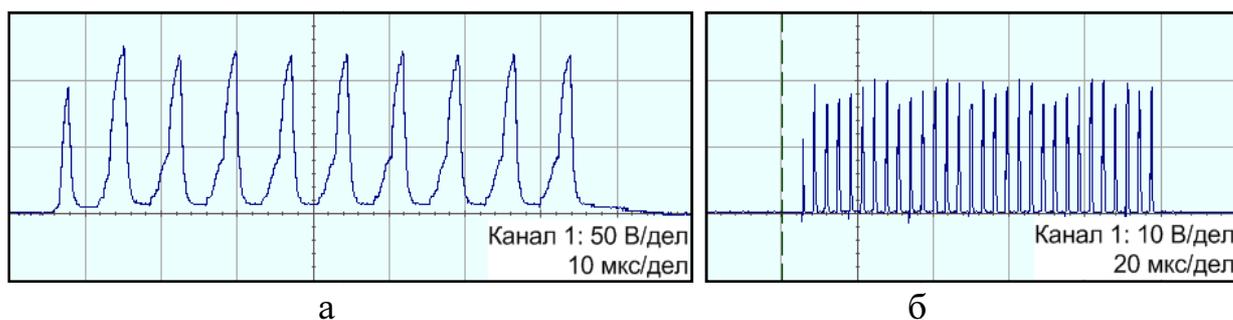


Рис. 4.18. Генерация помех в виде серии импульсов:
 а – 10 импульсов длительностью 2 мкс и амплитудой 120 В; б – 30 импульсов
 длительностью 1 мкс и амплитудой 20 В

На рис.4.19 показан внешний вид имитаторов помех с разными характеристиками: а – имитатор, генерирующий импульсы амплитудой до 35 В; б – имитатор, работающий в двух режимах: генерации импульсов наносекундной и микросекундной длительности амплитудой до 60 В, генерации импульсов микросекундной длительности до 200 В.



а



б

Рис. 4.19. Внешний вид имитаторов импульсных помех

На рис.П.4.3 приложения 4 показан алгоритм работы встроенной программы имитатора импульсных помех.

4.4 Исследование воздействия импульсных помех на стабильность работы микропроцессорного устройства

Для проверки работы имитатора помех было использовано простейшее микропроцессорное устройство, состоящее из микроконтроллера и минимальной внешней обвязки (рис. 4.20). Тип микроконтроллера – Atmega8L, работающий на частоте 1 МГц при напряжении питания 5 В. В качестве внешней индикации применены светодиоды, подключенные к двум портам микроконтроллера. Подключение тестового устройства к имитатору помех выполнялось согласно схеме, изображенной на рис. 4.16. Напряжения на выходных линиях имитатора были установлены на уровнях 15 В и 10 В соответственно, таким образом тестовый объект работал от разности напряжений 5 В. При таком подключении контролировалась работа испытуемого устройства при возникновении импульсных помех в цепях питания.

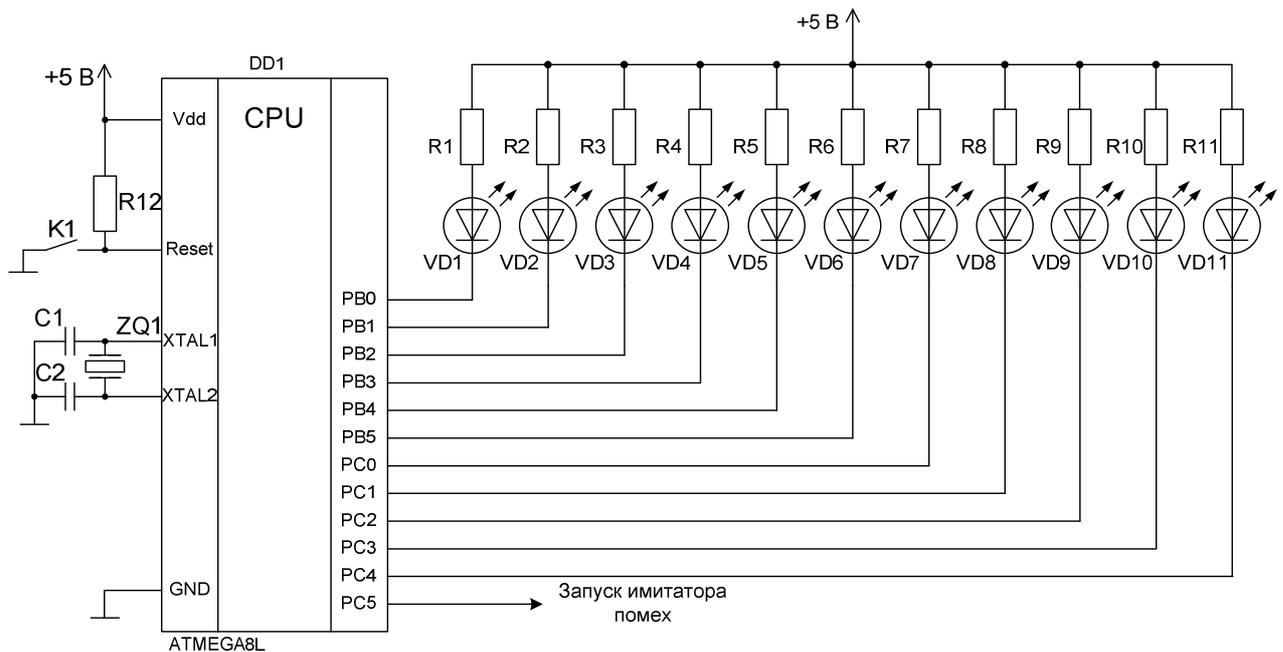


Рис.4.20. Принципиальная схема тестового микропроцессорного устройства

Отслеживание появления сбоя в работе управляющего микропроцессора является трудной задачей, т. к. требует дополнительного аппаратного обеспечения и особого подхода в написании встроенного программного обеспечения. Как уже было указано в разделе 1.3, одним из наиболее вероятных проявлений воздействия импульсных помех цепях микропроцессорного устройства является искажение содержимого программного счетчика. У данного типа микроконтроллера счетчик программ имеет 11 разрядов, которые могут быть прочитаны и выведены

на внешнюю индикацию. Содержимое двоичного счетчика программ в двоичном коде выводится на ряд светодиодов. Такое схемное решение объясняется тем, искажение данных в счетчике предсказать нельзя, можно лишь зафиксировать факт скачкообразного перехода в выполнении встроенной программы. Программный счетчик обновляет свое содержимое чаще остальных узлов микроконтроллера, и светодиодная индикация является наиболее простым способом визуального наблюдения. Применение другого вида индикации, например ЖКИ, будет требовать составления дополнительных процедур пересылки данных во внешнее устройство, что только усложнит процесс наблюдения за содержимым программного счетчика.

Программа микроконтроллера была составлена из многократно чередующихся процедур задержки на 50 мкс и вывода значения программного счетчика на внешнюю индикацию. Объем программы микроконтроллера занял половину памяти программ. Здесь также было проведено исследование того, как влияет заполненность пустыми операциями NOP незанятого пространства памяти программ на работу микропроцессорного устройства.

Дестабилизирующим воздействием являлась последовательность импульсов длительностью порядка 400 нс, подаваемая в линию GND схемы. Работа схемы исследовалась при постепенном увеличении амплитуды помех от сотен милливольт до нескольких вольт. При достижении помехой уровня примерно три четверти от напряжения питания (5 В) испытываемое устройство начинало сбоить. Сбой выражался в перезагрузке и возобновлении работы с начального адреса. На рис. 4.21 приведена осциллограмма помех в линии GND, которые приводили к сбою. Из рис. 4.21 видно, что помеха, проходя через тестовое устройство, проявляется в линии Vdd.

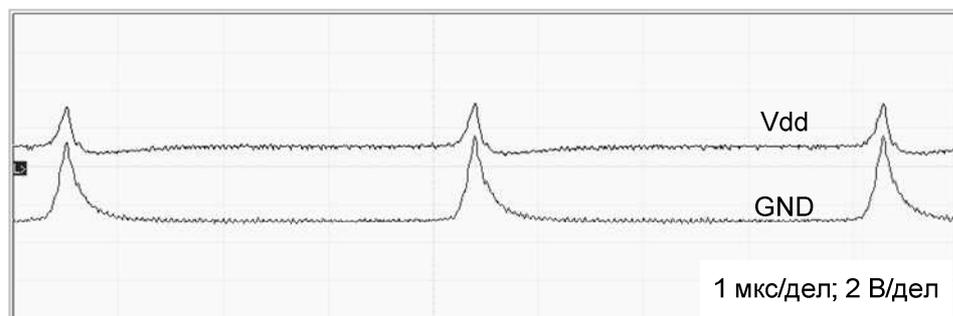


Рис. 4.21. Осциллограммы помех в линии GND, вызвавших сбой

Дальнейшее увеличение амплитуды помехи приводило к перезагрузке во всех случаях, даже от единичных импульсов. При выполнении эксперимента было зафиксировано несколько случаев, когда внешняя индикация показывала, что в

программном счетчике не происходило смены адресов, т. е. наступало полное зависание устройства, и выход из этого состояния был после выключения и включения питания.

В табл. 4.2 приведены результаты исследования работы устройства при разных амплитудах помех.

Таблица 4.2

Результаты испытания микропроцессорного устройства

Амплитуда помех, В	Наблюдаемый результат работы
1	Нормальное функционирование
2	
3	
3,8	Перезагрузка, редкие зависания
5 и больше	Перезагрузка во всех случаях

По результатам проведенных экспериментов можно сделать выводы:

1. Импульсные помехи в цепях питания микропроцессорного устройства при превышении уровня в половину от напряжения питания начинают приводить к сбоям в работе.

2. При искажении содержимого программного счетчика и переходе в неиспользуемую область памяти микропроцессорное устройство не выходит из зависшего состояния. В этом случае должен помочь механизм немаскируемых прерываний, но, по-видимому, импульсная помеха привела к нарушению работы и других узлов микроконтроллера.

3. Заполнение неиспользуемой памяти программ пустыми операциями при переходе по случайному адресу вследствие помехи во всех случаях приводит к перезагрузке и возврату к нормальной работе.

4.5 Выводы по четвертому разделу

1. Разработана методика моделирования КМОП-устройств с использованием стандартизированного языка разработки VHDL, позволяющая оценивать помехоустойчивость цифровых и микропроцессорных устройств на этапе разработки.

2. Проведено исследование воздействия помех в цепях питания на стабильность работы КМОП-устройств. Выяснено, что воздействие помех на логические элементы способно привести к искажению уровней выходных сигналов, которые возвращаются к исходному уровню по окончании действия помехи, а воздействие помех на элементы с памятью способно привести к потере сохраненных данных.

3. Разработана модель 8-битного микропроцессорного устройства, которая была использована для оценки влияния амплитуды помех на возможность появления сбоя в работе. Результаты имитационного моделирования показали, что превышение амплитудой помехи половины напряжения питания приводит к зависанию микропроцессорной системы.

4. Разработан имитатор импульсных помех, позволяющий проводить испытания на помехоустойчивость радиоэлектронной аппаратуры косвенным образом, при которых индуктированные воздействия, вызывающие появление напряжений в цепях аппаратуры, заменяются на кондуктивные.

5. С использованием имитатора импульсных помех проведено экспериментальное исследование воздействия помех на работу микропроцессорного устройства. Определено, что результаты эксперимента согласуются с результатами имитационного моделирования микропроцессорного устройства, созданного при помощи VHDL библиотеки КМОП-устройств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные научные и практические результаты диссертационной работы:

1. Разработана математическая модель воздействия импульсного электромагнитного поля на экранирующую оболочку радиоэлектронной аппаратуры, позволяющая учесть наличие нескольких проводящих слоёв с различными электрическими и магнитными параметрами, а также наличие технологических отверстий.

2. Составлен алгоритм определения эффективности экранирующих оболочек, позволяющий исследовать экраны сложной формы и неоднородной структуры.

3. Разработан метод и алгоритм расчета влияния импульсного электромагнитного поля на кабель конечной длины, позволяющие учитывать наличие или отсутствие заземления экрана кабеля по концам, а также электрические параметры среды, в которой расположен кабель.

4. Проведены расчетные и экспериментальные исследования воздействия импульсных электромагнитных полей на кабели конечной длины и радиоэлектронные платы связи. Выяснено, что уровень помех, индуктируемых в информационных жилах симметричного кабеля, согласуется с результатами, полученными в ходе расчета с погрешностью не более 10 %.

5. С использованием языка VHDL разработана методика моделирования КМОП-устройств, позволяющая оценивать помехоустойчивость цифровых и микропроцессорных устройств на этапе разработки.

6. Разработан имитатор импульсных помех, позволяющий проводить испытания радиоэлектронной аппаратуры на помехоустойчивость, при которых индуцированные помехи воспроизводятся кондуктивным способом.

Список литературы

1. Аполлонский, С. М. Расчет электромагнитных экранирующих оболочек / С. М. Аполлонский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 144 с.: ил.
2. Аполлонский, С. М. Справочник по расчету электромагнитных экранов / С. М. Аполлонский. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 244 с.: ил.
3. Атражев, М. П. Борьба с радиоэлектронными средствами / М. П. Атражев, В. А. Ильин, Н. П. Марьин. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.
4. Бадалов, А. Л. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справочник / А. Л. Бадалов, А. С. Михайлов. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.: ил.
5. Базелян, Э. М. Физика молнии и молниезащиты / Э. М. Базелян, Ю. П. Райзер. – М.: Физматлит, 2001. – 320 с.
6. Барнс, Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами: Пер. с англ. / Дж. Барнс; под ред. Б. Н. Файзулаева. – М.: Мир, 1990. – 238 с., ил.
7. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
8. Бейтмен, Г. Таблицы интегральных преобразований. Том 1. Преобразования Фурье, Лапласа, Меллина / Г. Бейтмен, А. Эрдейи. – М.: Наука, 1969. – 344 с.
9. Белоус, В. Схемотехнические методы повышения помехоустойчивости цифровых КМОП-микросхем / В. Белоус, С. Дрозд, А. Листопадов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 6. – с. 132.
10. Бибило, П. Н. VHDL. Эффективное использование при проектировании цифровых систем / П. Н. Бибило, Н. А. Андреев. – М.: Солон-Пресс, 2006. – 344 с.: ил.
11. Бибило, П. Н. Основы языка VHDL. Изд. 3-е. доп. / П. Н. Бибило. – М.: Издательство ЛКИ, 2007. – 328 с.
12. Бинс, К. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. Пер. с англ. / К. Бинс, П. Лауренсон. – М.: Энергия, 1970. – 376 с.: ил.
13. Блум, Х. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств / Х. Блум; пер. с англ. Рабодзея А. М. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 352 с.: ил.
14. Богуш, В. А. Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты / В. А. Богуш, Т. В. Борботько, А. В. Гусинский и др.; Под ред. Л. М. Лынькова. – Мн.: Бестпринт, 2003. – 406 с. ил.: 173.

15. Бойко, В. И. Схемотехника электронных систем. Микропроцессоры и микроконтроллеры / В. И. Бойко, А. Н. Гуржий, В. Я. Жуйков, А. А. Зори, В. М. Спивак, Т. А. Терещенко, Ю. С. Петергеря. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 464 с.: ил.
16. Бондаренко К. А. Совершенствование методов оценки устойчивости радиотехнических устройств к импульсным электромагнитным воздействиям: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Бондаренко Константин Александрович. – Омск: 2011. – 139 с.
17. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М.: Наука, 1981. – 720 с.: ил.
18. Вайнштейн, Л.А. Электромагнитные волны / Л.А. Вайнштейн. — М.: Радио и связь, 1988. — 440 с.
19. Васильев, В. В. Проводящие оболочки в импульсном электромагнитном поле / В. В. Васильев, Л. Л. Коленский, Ю. А. Медведев, Б. М. Степанов. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 200 с.
20. Вольвач, Я. С. Энергия нестационарного поля, излученного диполем Герца / Я. С. Негрозов, А. Н. Думин, О. А. Думина // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». – 2010. – №942, випуск 17. – с. 43.
21. Воробьев, Е. А. Экранирование СВЧ конструкций / Е. А. Воробьев. – М.: Сов. радио, 1979. – 136 с.: ил.
22. Воршевский, А. А. Электромагнитная совместимость судовых технических средств / А. А. Воршевский, В. Е. Гальперин; СПбМТУ. СПб., 2006. – 317 с.
23. Вэнс, Э. Ф. Влияние электромагнитных полей на экранированные кабели: пер. с англ. / Э. Ф. Вэнс; Под ред. Л. Д. Разумова. – М.: Радио и связь, 1982. – 120 с.: ил.
24. Генератор импульсов тока с оптическим управлением: пат. на пол. мод. № 105786 Рос. Федерация: МПК H03K 9/00 / В. Е. Митрохин, Л. Р. Доросинский, К. А. Бондаренко, А. Е. Гаранин, А. В. Ряполов; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО Омский гос. ун. путей сообщения. – №2011106855/08; заявл. 22.02.2011; опубл. 20.06.2011, Бюл. № 17 – 6 с.
25. Герасимчук, О. А. Защита информации в изделиях микроэлектроники при воздействии электромагнитных излучений / О. А. Герасимчук, П. К. Скоробогатов // Безопасность информационных технологий. – 2009. – № 3. – с. 111.

26. Горобец, Н. Н. Поля в ближней зоне рамочной антенны прямоугольной формы / Н. Н. Горобец, А. В. Тривайло // Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». – 2008. – №834, випуск 13. – с. 18.

27.ГОСТ 28751-90 Электрооборудование автомобилей. Электромагнитная совместимость. Кондуктивные помехи по цепям питания. Требования и методы испытаний. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2004. – 14 с.

28.ГОСТ 29157-91 Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование автомобилей. Помехи в контрольных и сигнальных бортовых цепях. Требования и методы испытаний. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2004. – 14 с.

29.ГОСТ Р 50649 – 94 (МЭК 1000-4-9 – 93) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к импульсному магнитному полю. Технические требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2000.

30. ГОСТ Р 50754-95 Язык описания аппаратуры цифровых систем – VHDL. Описание языка. – М.: Госстандарт России. – 1995. – 135 с.

31.ГОСТ Р 51317.4.1 – 2000 (МЭК 61000-4-1 – 2000) Совместимость технических средств электромагнитная. Испытания на помехоустойчивость. Виды испытаний. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2001. – 11 с.

32.ГОСТ Р 51317.4.4 – 2007 (МЭК 61000-4-4 – 2004) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным помехам импульсным помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2008. – 21 с.

33.ГОСТ Р 51317.4.5 – 99 (МЭК 61000-4-5 – 95) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний – М.: ИПК Издательство стандартов, 2001. – 25 с.

34.ГОСТ Р 52863-2007 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования. – М.: Стандартинформ, 2008. – 33 с.

35. Градштейн, И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. – М.:ИФМЛ, 1963. – 1100 с.

36. Гроднев, И. И. Линии связи: учебник для вузов. – 5-е изд., перераб и доп. / И. И. Гроднев, С. М. Верник. – М.: Радио и связь, 1988. – 544 с.: ил.

37. Гроднев, И. И. Электромагнитное экранирование в широком диапазоне частот / И. И. Гроднев. – М.: Связь, 1972. – 112 с.: ил.
38. Гурвич, И. С. Защита ЭВМ от внешних помех. – 2-е изд., перераб. и доп. / И. С. Гурвич. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.: ил.
39. Гуревич, В. Проблема электромагнитных воздействий на микропроцессорные устройства релейной защиты / В. Гуревич // Компоненты и технологии. – 2010. – № 2-4.
40. Дашук, П. М. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / П. М. Дашук, С. Л. Зайенц, В. С. Комельков, Г. С. Кучинский и др.; Под ред. В. С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
41. Демирчян, К. С. Моделирование магнитных полей / К. С. Демирчян. – Л.: Энергия, 1974. – 288 с.: ил.
42. Дёч, Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования / Г. Дёч. – М.: Наука, 1971. – 288 с.: ил.
43. Диткин, В. А. Интегральные преобразования и операционное исчисление / В. А. Диткин, А. П. Прудников. – М.: Физматгиз, 1961. – 524 с.
44. Довбыш, В. Н. Электромагнитная безопасность элементов энергетических систем / В. Н. Довбыш, М. Ю. Маслов, Ю. М. Сподобаев. – Самара: ООО «ИПК «Содружество», 2009. – 198 с.
45. Евсеев, И. Г. Защита устройств связи и СЦБ / И. Г. Евсеев. – М.: Транспорт, 1982. – 176 с.
46. Жгун, Д. В. Электромагнитная совместимость высоковольтной техники / Д. В. Жгун. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 150 с.
47. Зоммерфельд, А. Электродинамика / А. Зоммерфельд; Пер. с нем. Под ред. С. А. Элькинда. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1958. – 501 с.
48. Иванов, В. А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / В. А. Иванов, Л. Я. Ильницкий, М. И. Фузик. – К.: Техніка, 1983 – 120 с.: ил.
49. Ильинский, А. С. Математические модели электродинамики: Учеб. пособие для вузов / А. С. Ильинский, В. В. Кравцов, А. Г. Свешников. – М.: Высш. шк., 1991. – 224 с.
50. Каден, Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи / Г. Каден; Пер. с нем. В. М. Лаврова. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1975. – 327 с.

51. Казенов, Г. Г. Основы проектирования интегральных схем и систем / Г. Г. Казенов. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2005. – 295 с.: ил.
52. Каллер, М. Я. Теория линейных электрических цепей железнодорожной автоматики, телемеханики и связи. Учебник для вузов ж.-д. трансп. / М. Я. Каллер, Ю. В. Соболев, А. Г. Богданов. – М.: Транспорт, 1987. – 335 с.
53. Кармашев, В. С. Электромагнитная совместимость технических средств: Справочник / В. С. Кармашев. – М.: Научно-технический производственный центр «НОРТ», 2001 – 401 с.
54. Карслоу, Х. Операционные методы в прикладной математике / Х. Карслоу, Д. Егер; Пер. с англ. М. М. Литвинова; Под ред. М. С. Горнштейна. – М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1948. – 292 с.
55. Кнопфель, Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля / Г. Кнопфель. – М.: Мир, 1972. – 392 с.
56. Князев, А. Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А. Д. Князев, Л. Н. Кечиев, Б. В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.: ил.
57. Коваленков, В. И. Теория передачи по линиям связи. Т. 1 и 2 / В. И. Коваленков. – М.:Связьтехиздат, 1937 и 1938. – 365 и 331 с.
58. Кондрашкин, Н. М. Переходные контакты в устройствах заземления и экранирования радиоэлектронной аппаратуры / Н. М. Кондрашкин. – М.: Сов. радио, 1973. – 136 с.: ил.
59. Конторович, М. И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях / М. И. Конторович. – М.: Сов.радио, 1971. – 286 с.
60. Костенко, М. В. Волновые процессы и перенапряжения в подземных линиях / М. В. Костенко, Н. И. Гумерова, А. Н. Данилин и др. – СПб.: Энергоатомиздат Санкт-Петербургское отд-ние, 1991. – 232 с.:ил.
61. Кравченко, В. И. Грозозащита радиоэлектронных средств: Справочник / В. И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.: ил.
62. Кравченко, В. И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / В. И. Кравченко, Е. А. Болотов, Н. И. Летунова; Под ред. В. И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с.: ил.
63. Красюк, Н. П. Электродинамика и распространение радиоволн. Учеб. пособие для радиотехн. вузов и факультетов / Н. П. Красюк, Н. Д. Дымович. – М.: Высш. школа, 1974. – 536 с.: ил.

64. Кривецкий, А. О сбоях в работе микроконтроллера AT90S2313 / А. Кривецкий // Компоненты и технологии. – 2003. – № 3. – с. 104.
65. Кристаллинский, Р. Е. Преобразование Фурье и Лапласа в системах компьютерной математики: Учебное пособие для вузов / Р. Е. Кристаллинский, В. Р. Кристаллинский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 216 с.: ил.
66. Кужекин, И. П. Основы электромагнитной совместимости современного энергетического оборудования / И. П. Кужекин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 144 с.: ил.
67. Лавров, В. И. Теория электромагнитного поля и основы распространения радиоволн / В. И. Лавров. – М.: Связь, 1964. – 368 с.
68. Лагутин, А. С. Сильные импульсные магнитные поля в физическом эксперименте / А. С. Лагутин, В. И. Ожогин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 192 с.: ил.
69. Лонгботтом, Р. Надежность вычислительных систем: Пер. с англ. / Р. Лонгботтом. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 288 с.
70. Марков, Г. Т. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебн. пособие для вузов / Г. Т. Марков, Б. М. Петров, Г. П. Грудинская. – М.: Сов. радио, 1969. – 376 с.: ил.
71. Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный и его приложения / С. Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – 265 с.
72. Месяц, Г. А. Генерирование мощных наносекундных импульсов / Г. А. Месяц. – М.: Сов. радио, 1974. – 256 с.
73. Месяц, Г. А. Импульсная энергетика и электроника / Г. А. Месяц. – М.: Наука, 2004. – 704 с.
74. Митра, Р. Вычислительные методы в электродинамике. Под ред. Р. Митры. Пер. с англ. / Под ред. Э. Л. Бурштейна. – М.: Мир, 1977. – 485 с.
75. Митрохин В. Е. Разработка принципов и методов повышения эффективности функционирования телекоммуникационных сетей и устройств при импульсных электромагнитных воздействиях: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.13 / Митрохин Валерий Евгеньевич. – Омск: 2002. – 358 с.
76. Митрохин, В. Е. Влияние импульсных электромагнитных полей на кабели пилотажно-навигационных сетей и рекомендации по выбору мер защиты / В. Е. Митрохин // AVIA'99. Международная научно-техническая конференция Авиация XXI века. – Воронеж. – 1999 г. – с. 326.

77. Михайлов, Е. В. Помехозащищенность информационно-измерительных систем / Е. В. Михайлов. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.: ил.
78. Михайлов, М. И. Влияние внешних электромагнитных полей на цепи проводной связи и защитные мероприятия / М. И. Михайлов. – М.: Связьиздат, 1959. – 583 с.
79. Михайлов, М. И. Электромагнитные влияния на сооружения связи / М. И. Михайлов, Л. Д. Разумов, С. А. Соколов. – М.: Связь, 1979. – 264 с.: ил.
80. Мырова, Л. О. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. 2-е изд., перераб. и доп. / Л. О. Мырова, А. З. Чепиженко. – М.: Радио и связь, 1988. – 296 с.: ил.
81. Негрозов, Е. А. Анализ воздействия электромагнитных излучений на аппаратуры с использованием ПЛИС / Е. А. Негрозов // Т-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2009. – Спецвыпуск, апрель. – с. 53.
82. Островский, О. С. Защитные экраны и поглотители электромагнитных волн / О. С. Островский, Е. Н. Одаренко, А. А. Шматько // ФИП ФИП PSE. – 2003. – Том 1, № 2, vol. 1, No. 2. – с. 161.
83. Отт, Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах / Г. Отт. – М.: Мир, 1979. – 310 с.
84. Панин, В. В. Измерение импульсных магнитных и электрических полей / В. В. Панин, Б. М. Степанов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 120 с.: ил.
85. Партала, О. Н. Цифровые КМОП микросхемы, справочник / О. Н. Партала; Под. ред. С. Л. Корякина-Черняка. – СПб.: Наука и техника, 2001. – 400 с.: ил.
86. Пасынков, В. В. Материалы электронной техники: Учебник для студ. вузов по спец. электронной техники. 3-е изд. / В. В. Пасынков, В. С. Сорокин. – СПб.: Изд-во «Лань», 2001. – 368 с.: ил.
87. Пименов, Ю. В. Техническая электродинамика / Ю. В. Пименов, В. И. Вольман, А. Д. Муравцов; Под ред. Ю. В. Пименова: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.: ил.
88. Полонский, Н. Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры / Н. Б. Полонский. – М.: Сов. радио, 1979. – 216 с.
89. Поттер, Д. Вычислительные методы в физике / Д. Поттер. – М.: Мир, 1975. – 392 с.

90. Правила защиты устройств проводной связи и проводного вещания от влияния тяговой сети электрифицированных железных дорог переменного тока. – М.: Транспорт, 1989. 135 с.

91. Правила защиты устройств проводной связи от влияния тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока. Часть I. – М.: Транспорт, 1969. – 44 с.

92. Правила защиты устройств проводной связи, железнодорожной сигнализации и телемеханики от опасного и мешающего влияний линий электропередачи. Часть I. Общие положения. Опасные влияния. – М.-Л.: Энергия, 1966. – 38 с.

93. Правила защиты устройств проводной связи, железнодорожной сигнализации и телемеханики от опасного и мешающего влияний линий электропередачи. Часть II. Мешающие влияния. – М.: Связь, 1972. – 38 с.

94. Правила организации и расчета сетей поездной радиосвязи ОАО «Российские железные дороги». – М.: Трансиздат, 2005. – 112 с.

95. Программная библиотека КМОП-компонентов и модель микропроцессорного устройства для оценки воздействия импульсных помех в информационных и питающих линиях: свид. о гос. рег. программы для ЭВМ № 2012614226 / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО Омский гос. ун. путей сообщения. – №2012611739; заявл. 12.03.2012; опубл. 12.05.2012.

96. Радченко, В. Д. Перенапряжения и токи короткого замыкания в устройствах электрифицированных железных дорог постоянного тока / В. Д. Радченко, С. Д. Соколов, Н. Д. Сухопрудский. – М.: Трансжелдориздат, 1959. – 304 с.

97. Радченко, В. Д. Техника высоких напряжений устройств электрической тяги / В. Д. Радченко. – М.: Транспорт, 1975. – 359 с.

98. Разевиг, Д. В. Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи / Д. В. Разевиг. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959. – 216 с.

99. Разевиг, Д. В. Техника высоких напряжений. Учебник для студентов электротехнических и электроэнергетических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Д. В. Разевиг, Л. Ф. Дмоховская, В. П. Ларионов, Ю. С. Пинталь, Е. Я. Рябкова; Под общей ред. Д. В. Разевига. – М.: Энергия, 1976. – 488 с.: ил.

100. Резинкина, М. М. Использование численных расчетов для выбора средств экранирования от действия магнитного поля / М. М. Резинкина // Журнал технической физики. – 2007. – Том 77, вып. 11. – с. 17.

101. Рикетс, Л. У. Электромагнитный импульс и методы защиты: Пер. с англ. / Рикетс Л. У., Бриджес Дж. С., Майлетта Дж.; Под ред. Н. А. Ухина. – М.: Атомиздат, 1979. – 328 с. США, 1976.
102. Рогинский, В. Ю. Экранирование в радиоустройствах / В. Ю. Рогинский. – Л.: Энергия, 1969. – 112 с.: ил.
103. Руководящие указания по защите от перенапряжений устройств СЦБ (РУ-90). – М.: Транспорт, 1990. – 60 с.
104. Ряполов, А. В. Вероятность безотказного функционирования рельсовых цепей при грозовых перенапряжениях / В. Е. Митрохин, А. Е. Гаранин, А. В. Ряполов // Транспорт Урала. – 2013. – № 1(36). – с. 43.
105. Ряполов, А. В. Влияние полимера в верхнем строении железнодорожного полотна на работу устройств защиты от перенапряжений / В. Е. Митрохин, Л. Р. Доросинский, А. Е. Гаранин, А. В. Ряполов // Научно-технические проблемы транспорта, промышленности и образования: Труды Всероссийской молодежной научно-практической конференции. – Хабаровск: Издательство ДвГУПС, 2012. – с. 211.
106. Ряполов, А. В. Защищенность радиоэлектронных систем к дестабилизирующему воздействию электромагнитных полей / В. Е. Митрохин, А. В. Ряполов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 2 (32). – с. 125.
107. Ряполов, А. В. Имитатор импульсных помех наносекундной и микросекундной длительности / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1 (25), часть 2. – с. 185.
108. Ряполов, А. В. Информационная безопасность программного обеспечения аппаратуры автоматики и связи железных дорог / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин // Сборник научных трудов SWorld. Материалы международной научно-практической конференции «Научные исследования и их практическое применение. Современное состояние и пути развития '2012». – 2012. – Выпуск 3, Том 11. – Одесса. – с. 46.
109. Ряполов, А. В. Методика и результаты определения параметров кабельных линий и рельсовых цепей в условиях электромагнитного влияния контактной сети / В. Е. Митрохин, К. А. Бондаренко, А. В. Ряполов, М. Г. Морозов, А. Е. Гаранин // Инновации для транспорта: сб. науч. статей с международным

участием в трех частях. Часть 1. – Омск: Омский гос. университет путей сообщения, 2010. – с. 242.

110. Ряполов, А. В. Методика расчета эффективности экранирования радиоэлектронной аппаратуры при воздействии импульсных электромагнитных полей / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин, А. Е. Гаранин // Известия Транссиба. – 2014. – № 1 (17). – с. 72.

111. Ряполов, А. В. Моделирование помех в шинах питания КМОП-устройств / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин // Инновационный транспорт. – 2011. – № 1. – с. 27.

112. Ряполов, А. В. Моделирование работы встроенного программного обеспечения микропроцессорных устройств в неблагоприятной электромагнитной обстановке / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин, К. А. Бондаренко // Надежность функционирования и информационная безопасность телекоммуникационных систем железнодорожного транспорта: Межвуз. темат. сб. науч. тр. – Омск: Омский гос. университет путей сообщения, 2013. – с. 61.

113. Ряполов, А. В. Моделирование сбоев микропроцессорного устройства вследствие воздействия импульсных помех / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин, А. С. Ромашкин // Инновационные проекты и новые технологии в образовании, промышленности и на транспорте: Материалы научно-практической конференции. – Омск: Омский гос. университет путей сообщения, 2012. – с. 313.

114. Ряполов, А. В. Разработка методики расчета электромагнитного влияния на кабель конечной длины в широком диапазоне частот / А. В. Ряполов, В. Е. Митрохин // Радиотехника, электроника и связь: Сборник докладов II Международной научно-технической конференции ВТТВ РЭиС-2013, 2013. – с. 214.

115. Ряполов, А. В. Функционирование рельсовых цепей при грозовых перенапряжениях / В. Е. Митрохин, А. Е. Гаранин, А. В. Ряполов // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. – 2013. – № 2(38). – с. 246.

116. Салливен, Д. П. Террористическое и нетрадиционное оружие. Справочное издание / Д. П. Салливен. – М.: Моркнига, 2009. – 224 с., цветн. ил.

117. Седельников, Ю. Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Учебное пособие / Ю. Е. Седельников. – Казань.: ЗАО «Новое знание», 2006. – 304 с.

118. Скобликов, А. Ю. Результаты моделирования процесса проникновения электрического поля внутрь структурно-неоднородного электромагнитного

экрана / А. Ю. Скобликов // Электротехніка і Електромеханіка. – 2011. – № 4. – с. 66.

119. Смолянський, М. Л. Таблицы неопределенных интегралов / М. Л. Смолянський. – М.: Физматгиз, 1963. – 112 с.

120. Стрижов, В. Логические микросхемы с напряжением питания 3,3 В / В. Стрижов // Схемотехника. – 2000. – № 3. – с. 14.

121. Строгонов, А. Схемотехника элементов БИС [Электронный ресурс] / А. Строгонов // CHIP News. – 2003. – № 1. – Режим доступа: www.chipinfo.ru.

122. Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. В 3-х вып. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Сокращ. пер. с англ. / Д. Уайт; Под ред. А. И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.

123. Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 2. Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения. Сокращ. пер. с англ. / Д. Уайт; Под ред. А. И. Сапгира. – М.: Сов. радио, 1978. – 272 с.

124. Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 3. Измерение электромагнитных помех и измерительная аппаратура. Сокращ. пер. с англ. / Д. Уайт; Под ред. А. Д. Князева. – М.: Сов. радио, 1979. – 464 с.

125. Уилльямс, Т. ЭМС для разработчиков продукции / Т. Уилльямс. – М.: Издательский дом «Технологии», 2003. – 540 с.

126. Уэйкерли, Дж. Ф. Проектирование цифровых устройств. В 2-х т. / Дж. Ф. Уэйкерли. – М.: Постмаркет, 2002. – 1088 с.

127. Хабигер, Э. Электромагнитная совместимость. Основы её обеспечения в технике: Пер. с нем. / И. П. Кужекин; Под ред. Б. К. Максимова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 304 с.: ил.

128. Харлов, Н. Н. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: Учебное пособие / Н. Н. Харлов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 207 с.

129. Черепанов, В. П. Электронные приборы для защиты РЭА от электрических перегрузок / В. П. Черепанов, А. К. Хрулев, И. П. Блудов. – М.: Радио и связь, 1994. – 224 с.: ил.

130. Чернушенко, А. М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств: Учебник для вузов / А. М. Чернушенко, Б. В. Петров, Л. Г. Малорацкий и др.; Под ред. А. М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.: ил.

131. Шапиро, Д. Н. Основы теории электромагнитного экранирования / Д. Н. Шапиро. – Л.: Энергия, 1975. – 112 с.: ил.
132. Шваб, А. Й. Электромагнитная совместимость / А. Й. Шваб; Пер. с нем. В. Д. Мазина и С. А. Спектора; Под ред. И. П. Кужекина. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 480 с.: ил.
133. Шевкопляс, Б. В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения. Справочник – 2 изд. перераб. и доп. / Б. В. Шевкопляс. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.: ил.
134. 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022 [Электронный ресурс]. – Honeywell, 2008. – Режим доступа: www.honeywell.com.
135. Baker, R. J. CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation. 3 edition / R. J. Baker. – Wiley-IEEE Press, 2010. – 1208 p.
136. Banyai, C. EMI Design Techniques for Microcontrollers in Automotive Applications. Application Note AP-711 [Электронный ресурс] / C. Banyai, D. Gerke. – Intel Corporation, 1996. – Режим доступа: eese.colorado.edu/~mcclurel/iap711.pdf.
137. Beggs, J. H. Finite-difference time-domain implementation of surface impedance boundary conditions / J. H. Beggs, R. J. Luebbers, K. S. Yee, K. S. Kunz // IEEE Transactions on Antennas and propagation. – 1992. – Vol. 40, No. 1. – p. 49.
138. Benso, A. Fault Injection Techniques and Tools for Embedded Systems Reliability Evaluation / A. Benso, P. Prinetto. – Springer Science + Business Media Inc. – 2004. – 241 p.
139. Bondeson, A. Computational Electromagnetics / A. Bondeson, T. Rylander, P. Ingelstrom. – New York: Springer, 2005. – 244 p.
140. Buechler, D. N. Modelling Sources in the FDTD Formulation and Their Use in Quantifying Source and Boundary Condition Errors / D. N. Buechler, D. H. Roper, C. H. Durney, D. A. Christensen // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techiques. – 1995. – Vol. 43, No. 4. – p. 810.
141. Burrell, J. Disruptive Effects of Electromagnetic Interference on Communication and Electronic Systems [Электронный ресурс] / J. Burrell. – George Mason University, 2003. – Режим доступа: www.narcap.org.
142. Campbell, D. Designing for Electromagnetic Compatibility with Single-Chip Microcontrollers. Application Note AN1263 [Электронный ресурс] / D. Campbell. – Freescale Semiconductor, Inc., 2004. – Режим доступа: www.freescale.com.
143. Carlton, R. Improving the Transient Immunity Performance of Microcontroller-Based Applications. Application Note AN2764 [Электронный ресурс] / R.

Carlton, G. Racino, J. Suchyta. – Freescale Semiconductor, Inc., 2005. – Режим доступа: www.freescale.com.

144. Chamberlin, K. Modeling Good Conductors Using the Finite-Difference, Time-Domain Technique / K. Chamberlin, L. Gordon // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1995. – Vol. 37, No. 2. – p. 210.

145. Dalton, E. T. K. A Hybrid FDTD/Quasistatic Technique Including Effects of Lossy Metals / E. T. K. Dalton, M. Kunze, W. Heinrich, M. M. Tentzeris // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2004. – Vol. 3. – p.1709.

146. Deng, H.-W. Effective Skin Depth for Multilayer Coated Conductor / H.-W. Deng, Y.-J. Zhao // Progress In Electromagnetics Research M. – 2009. – Vol. 9. – p. 1.

147. EMC guidelines for STM8S microcontrollers. Application note AN2860 [Электронный ресурс]. – STMicroelectronics, 2009. – Режим доступа: www.st.com.

148. Feliziani, M. A Hybrid Numerical Technique to Predict the Electromagnetic Field in Penetrable Conductive Boxes / M. Feliziani, F. Maradei // Electromagnetics. – 2002. – Vol. 22. – p. 405.

149. Feliziani, M. EMI Prediction Inside Conductive Enclosures with Attached Cables / M. Feliziani, F. Maradei // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 1. – p. 167.

150. Feliziani, M. Full-Wave Analysis of Shielded Cable Configurations by the FDTD Method / M. Feliziani, F. Maradei // IEEE Transactions on Magnetics. – 2002. – Vol. 38, No. 2. – p. 761.

151. Feliziani, M. Time-domain prediction of the radiated susceptibility in a shielded cable inside a penetrable shielded box / M. Feliziani, F. Maradei // International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. – 2002. – Vol. 15. – p. 549.

152. Golubeva, O. Software-Implemented Hardware Fault Tolerance / O. Golubeva, M. Rebaudengo, M. Sonza Reorda, M. Violante. – Springer, 2006. – 242 p.

153. Haseloff, E. Latch-Up, ESD, and Other Phenomena. Application Report SLYA014A [Электронный ресурс] / E. Haseloff. – Texas Instruments, 2000. – Режим доступа: www.ti.com.

154. Kanekawa, N. Dependability in Electronic Systems. Mitigation of Failures, Soft Errors and Electro-Magnetic Disturbances / N. Kanekawa, E. I. Ibe, T. Suga, Y. Uematsu. – Springer, 2011. – 204 p.

155. Kopp, C. The Impact of Electromagnetic Radiation Considerations on Computer System Architecture / C. Kopp, R. Pose // Electromagnetic considerations for computer system design. Computer Architecture '97 Selected Papers of the 2nd Australasian Conference. – Springer-Verlag Singapore Pte Ltd. – 1997. – p. 269.
156. Kordi, B. Finite-Difference Analysis of Dispersive Transmission Lines Within a Circuit Simulator / B. Kordi, J. LoVetri, G. E. Bridges // IEEE Transactions On Power Delivery. – 2006. – Vol. 21, No. 1. – p. 234.
157. Kovac, M. Asynchronous Microcontroller Simulation Model in VHDL [Электронный ресурс] / M. Kovac // World Academy of Science, Engineering and Technology Issue 21. – 2008. – Режим доступа: <http://www.waset.org/journals/waset/v21/v21-33.pdf>.
158. Li, M. EMI Reduction from Airflow Aperture Arrays Using Dual-Perforated Screens and Loss / M. Li, J. Nuebel, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, R. E. Dubroff, T. P. Van Doren // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2000. – Vol. 42, No. 2. – p. 135.
159. Maradei, F. Analysis of Upsets and Failures Due to ESD by the FDTD-INBCs Method / F. Maradei, M. Raugi // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 4. – p. 1009.
160. Martin, P. L. Electronic Failure Analysis Handbook / P. L. Martin. – McGraw-Hill, 1999. – 766 p.
161. Martonell, F. Error probability in synchronous digital circuits due to power supply noise / F. Martonell, M. Pons, A. Rubio, F. Moll // International Conference on Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era. – 2007. – p. 170.
162. Montoya, T. P. Modelling 1-D FDTD Transmission Line Voltage Sources and Terminations with Parallel and Series RLC Loads / T. P. Montoya // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2002. – Vol. 4. – p. 242.
163. Morgan, D. A Handbook for EMC Testing and Measurement / D. Morgan. – London: The Institution of Engineering and Technology, 1994. – 304 p.
164. O'Hara, M. The EMC impact of embedded software / M. O'Hara // Conformity magazine. – 2007. – No. 9. – p. 36.
165. Ong, R. O. H. A Comparison of Software-Based Techniques Intended to Increase the Reliability of Embedded Applications in the Presence of EMI / R. O. H. Ong, M. J. Pont, W. Peasgood // Microprocessors and Microsystems – Embedded Software Design. – 2001. – Vol. 24(10). – p. 481.

166. Paul, C. R. Introduction to Electromagnetic Compatibility / C. R. Paul. – Wiley-Interscience, 2006. – 1016 p.
167. Petrache, E. Lightning Induced Disturbances in Buried Cables – Part I: Theory / E. Petrache, F. Rachidi, M. Paolone, C. A. Nucci, V. A. Rakov, M. A. Uman // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2005. – Vol. 47, No. 3. – p. 498.
168. Petrache, E. Lightning Induced Disturbances in Buried Cables – Part I: Experiment and Model Validation / E. Petrache, F. Rachidi, M. Paolone, C. A. Nucci, V. A. Rakov, M. A. Uman, D. Jordan, K. Rambo, J. Jerauld, M. Nyffeler, J. Schoene // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2005. – Vol. 47, No. 3. – p. 509.
169. Rachidi, F. Electromagnetic Field Interaction with Transmission Lines. From Classical Theory to HF Radiation Effects / F. Rachidi, S. V. Tkachenko. – Southampton, Boston: WIT Press, 2008. – 288 p.
170. Sadiku, M. N. O. Numerical Techniques in Electromagnetics. Second Edition / M. N. O. Sadiku. – CRC Press, 2000. – 760 p.
171. Shi, D. Shielding Effectiveness Formulation based on Nonuniform Transmission Line Theory and its Application / D. Shi, Y. Shen, Y. Gao // International Union of Radio Science. XXIX General Assembly. – 2008.
172. Sicard, E. Advanced CMOS Cell Design / E. Sicard, S. D. Bendhia. – McGraw-Hill Professional, 2007. – 364 p.
173. Sicard, E. Basics of CMOS Design / E. Sicard, S. D. Bendhia. – McGraw-Hill Professional, 2007. – 432 p.
174. Software Techniques for Improving Microcontroller EMC Performance. Application Note AN1015 [Электронный ресурс]. – STMicroelectronics, 2001. – Режим доступа: www.st.com.
175. Sullivan, D. M. Electromagnetic Simulation Using The FDTD Method / D. M. Sullivan. – New York: Wiley IEEE Press, 2000. – 165 p.
176. Taflove, A. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. Second Edition / A. Taflove, S. C. Hagness. – Boston: Artech House, 2000. – 866 p.
177. Troise, C. EMC Design Guide for ST Microcontrollers. Application Note AN1709 [Электронный ресурс] / C. Troise. – STMicroelectronics, 2003. – Режим доступа: www.st.com.

178. Uyemura, J. P. CMOS Logic Circuit Design / J. P. Uyemura. – Springer, 1999. – 547 p.
179. Varshney, B. FDTD Analysis of Horn Antennas / B. Varshney, A. K. Arora // International Journal of Scientific Research Engineering & Technology. – 2012. – Vol. 1, No. 8. – p. 4.
180. Wang, J. FDTD Simulation of Shielding Effectiveness of Metal-Coated Plastics for Pulsed Electromagnetic Fields / J. Wang, T. Tsuchikawa, O. Fujiwara // IEICE Transactions on Communications. – 2005. – Vol. E88-B, No. 1. – p. 358.
181. Watanabe Y. Calculation of Shielding Effectiveness using Non-Uniform Mesh FDTD Method / Y. Watanabe, T. Uchida, C. Miyazaki, N. Oka, K. Misu // International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2009. – Vol. 23P1-2. – p. 513.
182. Watanabe, S. An Improved FDTD Model for the Feeding Gap of a Thin-Wire Antenna / S. Watanabe, M. Taki // IEEE Microwave and Guided Letters. – 1998. – Vol. 8, No. 4. – p. 152.
183. Watts, M. E. Perfect Plane-Wave Injection into a Finite FDTD Domain through Teleportation of Fields / M. E. Watts, R. E. Diaz // Electromagnetics. – 2003. – Vol. 23. – p. 187.
184. Yeng, C. Transient-Induced Latch up in CMOS ICs Under Electrical Fast-Transient Test / C. Yeng, M. Ker, T. Chen // IEEE Transactions on Device and Materials Reliability. – 2009. – Vol. 9, No. 2. – p. 255.
185. Yi, M. Skin Effect Modeling of Interconnects Using the Laguerre-FDTD Scheme / M. Yi, M. Swaminathan, Z. Qian, A. Aydiner // 2012 IEEE 21st Conference of Electrical Packaging and Systems (EPEPS). – 2012. – p. 236.
186. Yuferev, S. Use of the Perturbation Technique for Implementation of Surface Impedance Boundary Conditions for the FDTD Method / S. Yuferev, N. Farahat, N. Ida // IEEE Transactions on Magnetics. – 2000. – Vol. 36, No. 4. – p.942.
187. Zhai, H. Q. Wireless Communication in Boxes with Metallic Enclosure Based on Time-Reversal Ultra-Wideband Technique: A Full-Wave Numerical Study / H. Q. Zhai, S. Y. Jung, M. Y. Lu // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 101. – p. 63.

Приложение 1

Поврежденные радиоэлектронные платы

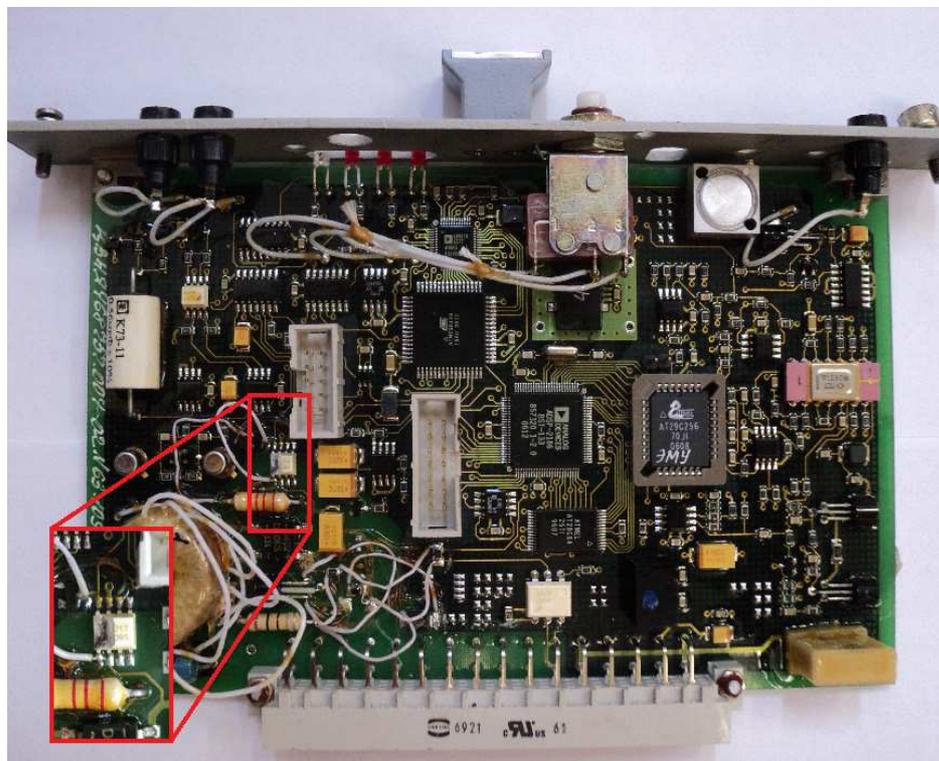
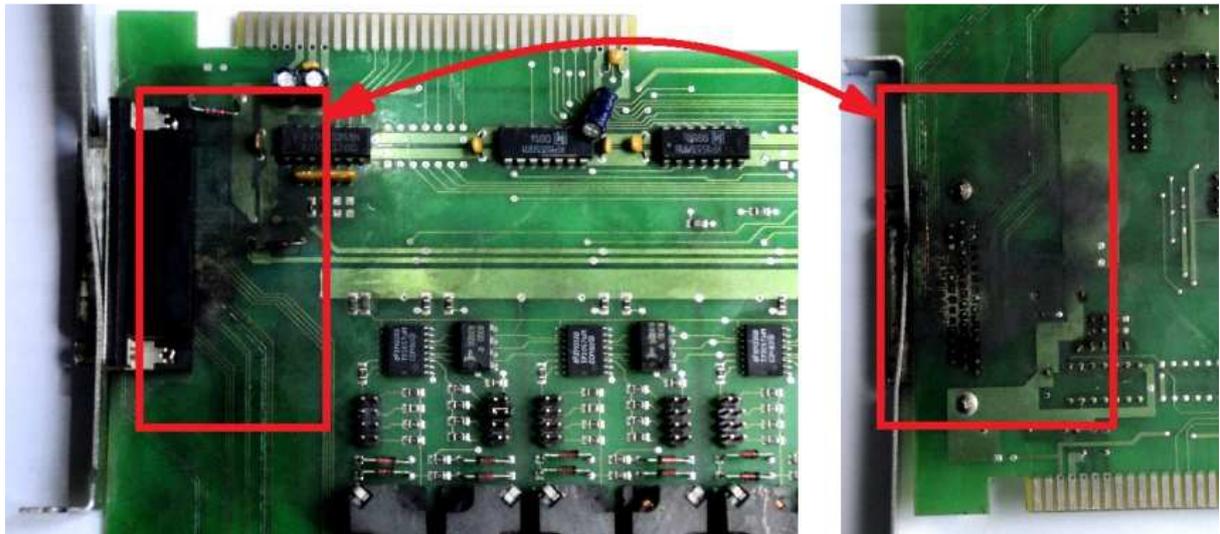


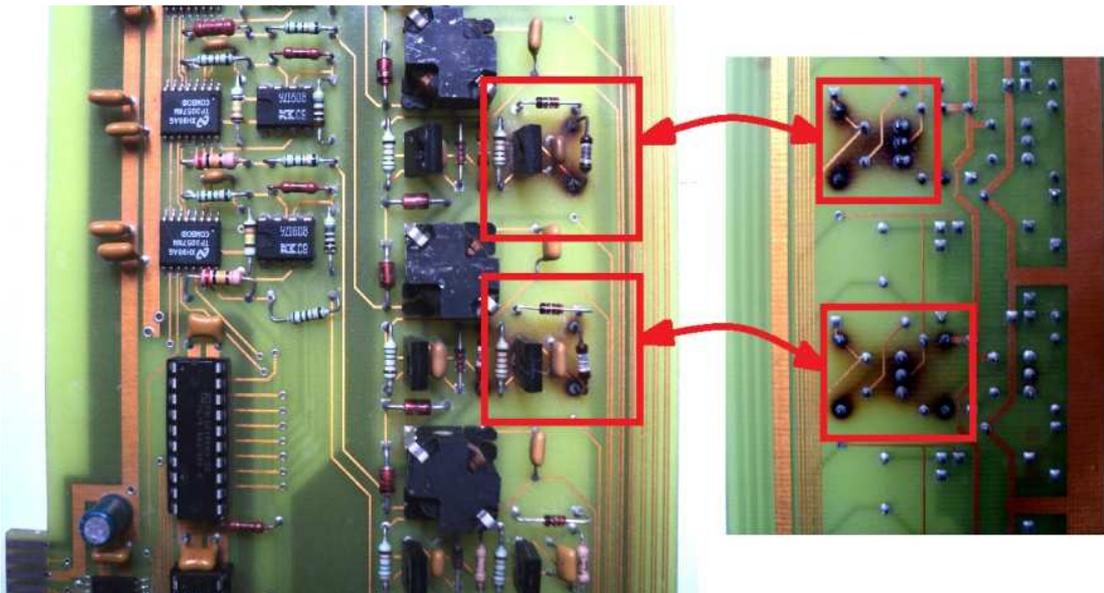
Рис. П.1.1 – Поврежденная плата ИПД после грозы. Единственное из шести поврежденных устройств, где помимо неправильного выполнения программы присутствует видимое разрушение электронного компонента (оптрона)



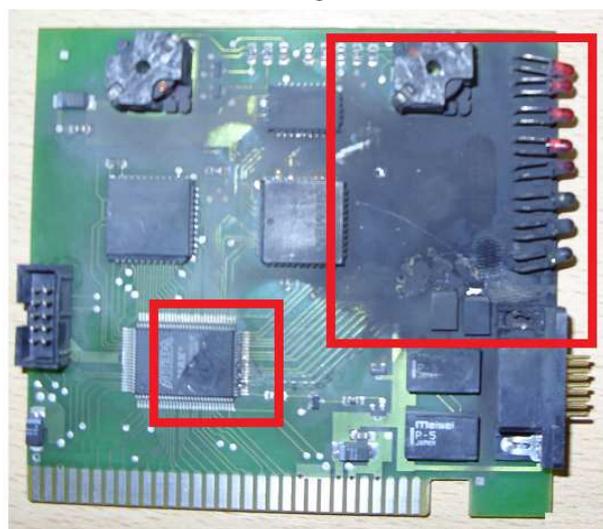
Рис. П.1.2 – Сквозные прожоги на плате аппаратуры «Барьер-АБЧК», содержащей микроконтроллер



а



б



в

Рис П.1.3 – Повреждения плат оперативно-технологической связи, вызванные перенапряжениями

Приложение 2

Результаты исследования воздействия импульсного электромагнитного поля с временными параметрами 5/50 нс

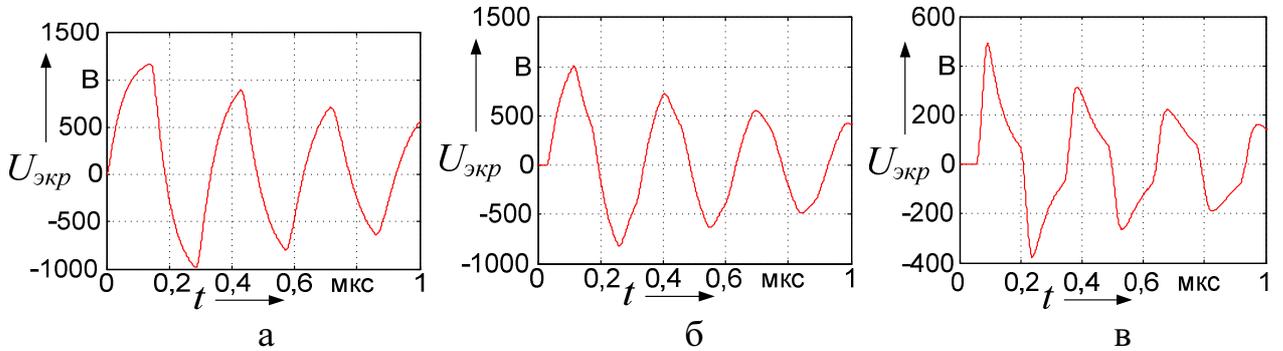


Рис. П.2.1. Напряжение, наведенное импульсом электрического поля 5/50 нс в экране кабеля МСЭ-2 на длине: а – 0 м, б – 6 м, в – 12 м.

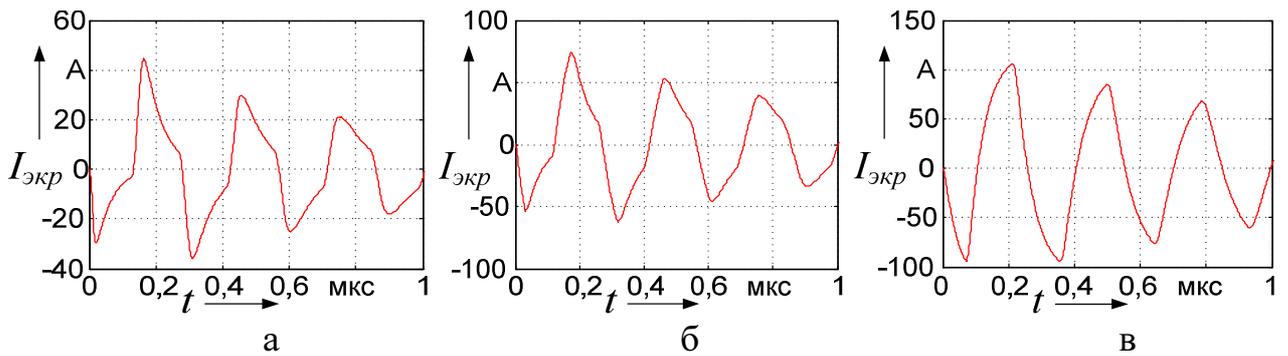


Рис. П.2.2. Ток, наведенный импульсом электрического поля 5/50 нс в экране кабеля МСЭ-2 на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 15 м.

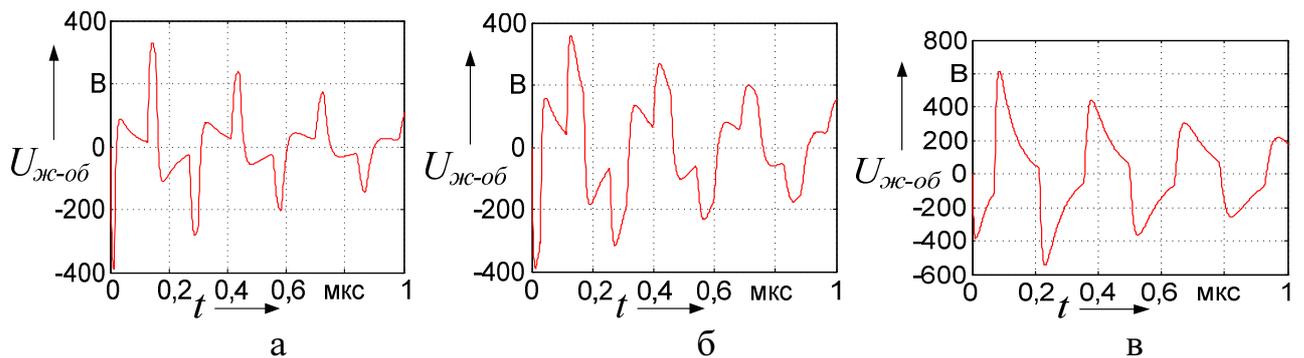


Рис. П.2.3. Напряжение «жила-оболочка», наведенное импульсом электрического поля 5/50 нс в кабеле МСЭ-2 на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 15 м.

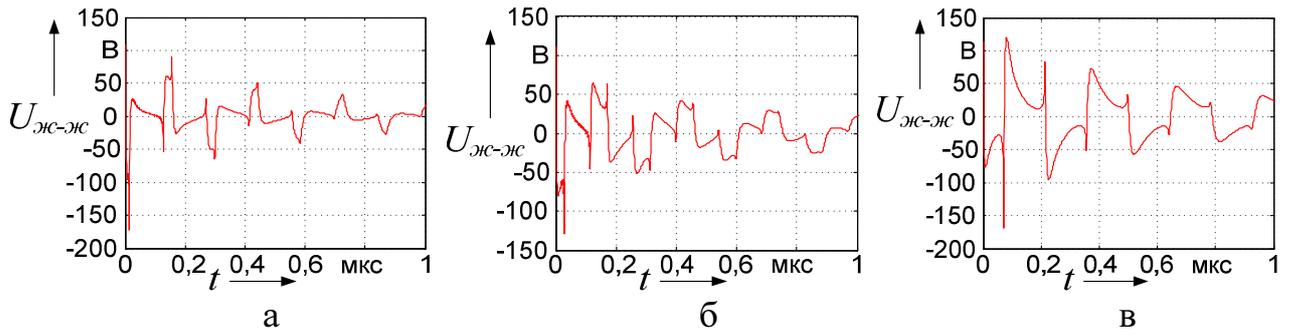


Рис. П.2.4. Напряжение «жила-жила», наведенное импульсом электрического поля 5/50 нс в кабеле МСЭ-2 на длине: а – 3 м, б – 6 м, в – 15 м.

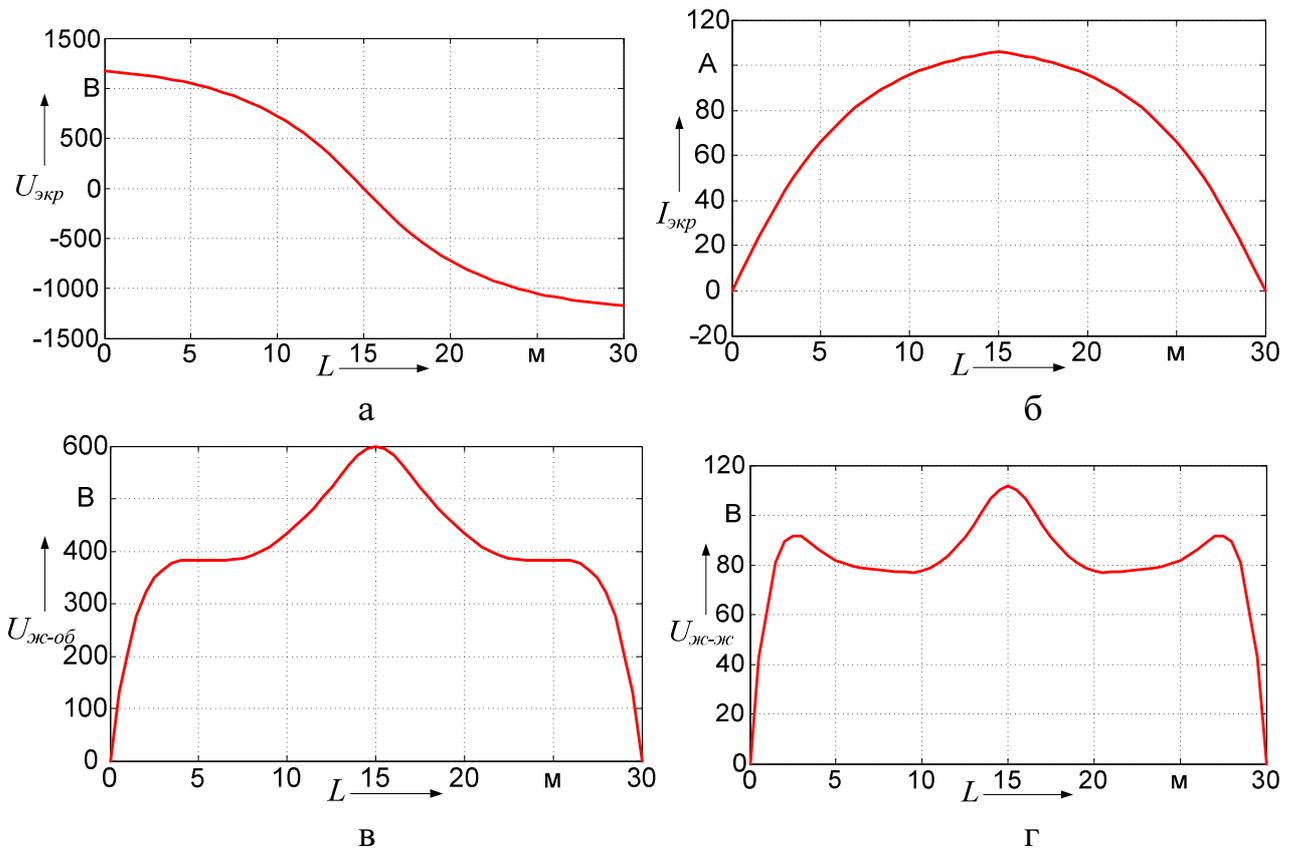


Рис. П.2.5. Распределение амплитуд наведенных импульсом электрического поля 5/50 нс напряжений (а – $U_{\text{экр}}$, в – $U_{\text{ж-об}}$, г – $U_{\text{ж-ж}}$) и тока (б – $I_{\text{экр}}$) в виде эпюр вдоль всей длины кабеля МСЭ-2

Приложение 3

Листинги VHDL-описаний моделей полевых транзисторов

```

----- Модель n-канального полевого транзистора -----
LIBRARY IEEE;
USE IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
ENTITY nFET IS
  PORT (gate,source: IN STD_LOGIC; drain: OUT STD_LOGIC);
END nFET;
ARCHITECTURE nFET OF nFET IS
  BEGIN
    PROCESS (gate,source)
      BEGIN
        IF (gate='1' AND source='0') OR
           (gate='H' AND source='0') OR
           (gate='1' AND source='L') OR
           (gate='H' AND source='L') THEN drain<=source;
        ELSIF (gate='1' AND source='H') OR
              (gate='1' AND source='1') OR
              (gate='H' AND source='H') THEN drain<='H';
        ELSE drain<='Z'; -- gate=0 or L; gate=H and source=1
        END IF;
      END PROCESS;
    END nFET;
-----
----- Модель p-канального полевого транзистора-----
LIBRARY IEEE;
USE IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
ENTITY pFET IS
  PORT (gate,source: IN STD_LOGIC; drain: OUT STD_LOGIC);
END pFET;

ARCHITECTURE pFET OF pFET IS
  BEGIN
    PROCESS (gate,source)
      BEGIN
        IF (gate='0' AND source='1') OR
           (gate='L' AND source='1') OR
           (gate='0' AND source='H') OR
           (gate='L' AND source='H') THEN drain<=source;
        ELSIF (gate='0' AND source='L') OR
              (gate='0' AND source='0') OR
              (gate='L' AND source='L') THEN drain<='L';
        ELSE drain<='Z';
        END IF;
      END PROCESS;
    END pFET;
-----

```

Приложение 4

Принципиальные схемы разработанных устройств

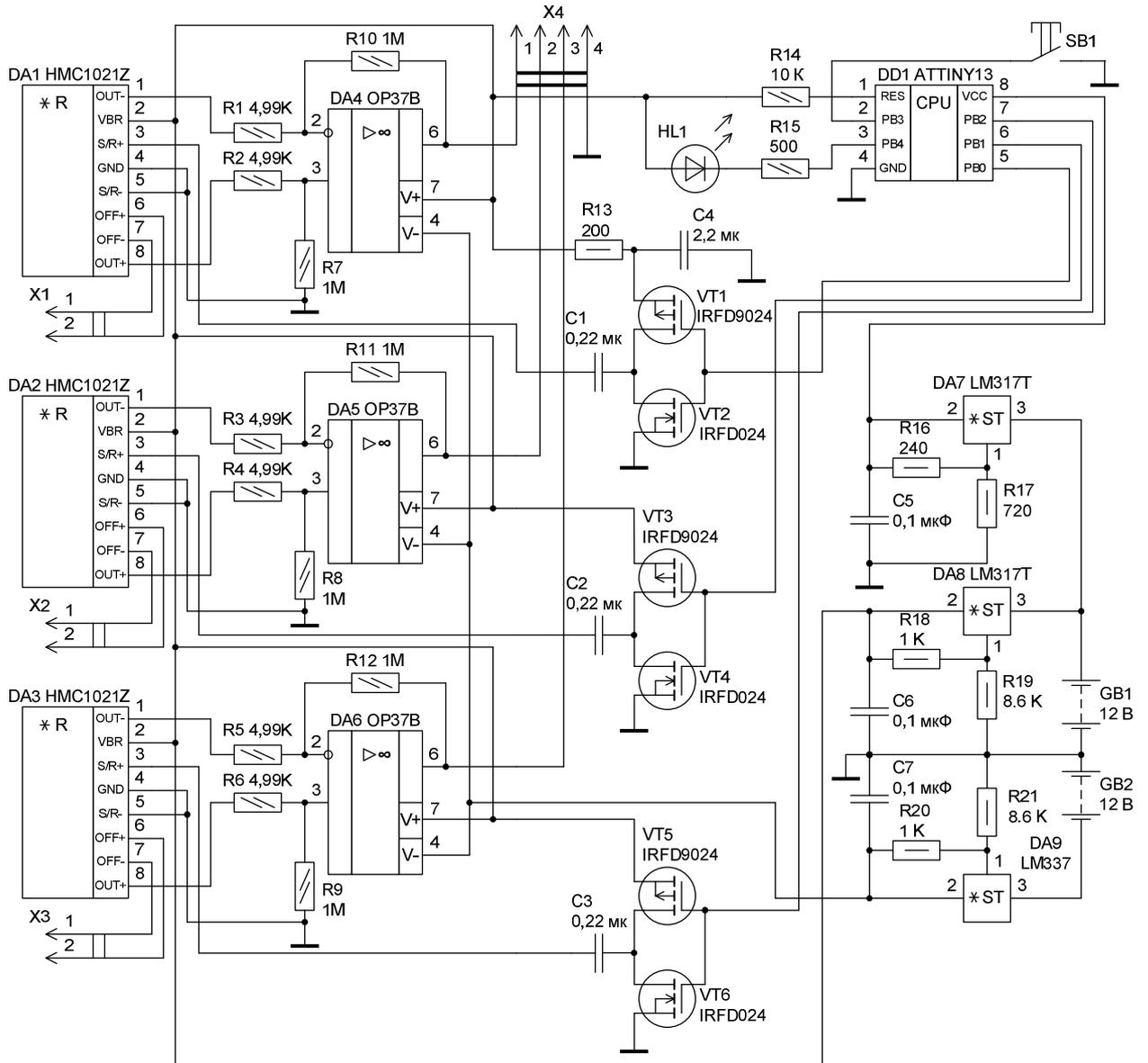


Рис. П.4.1. Схема трехкомпонентного датчика магнитного поля принципиальная

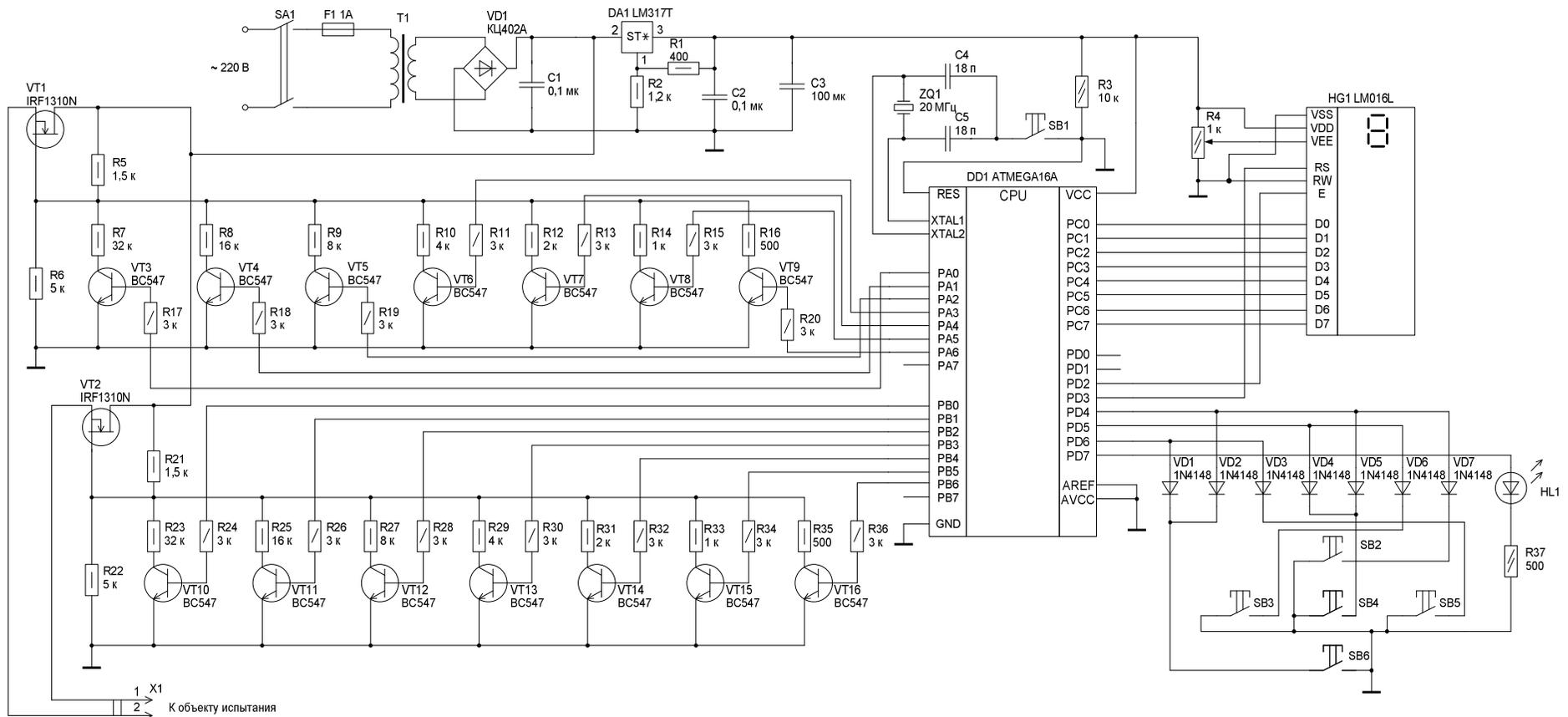


Рис. П.4.2. Схема имитатора импульсных помех наносекундной и микросекундной длительности принципиальная

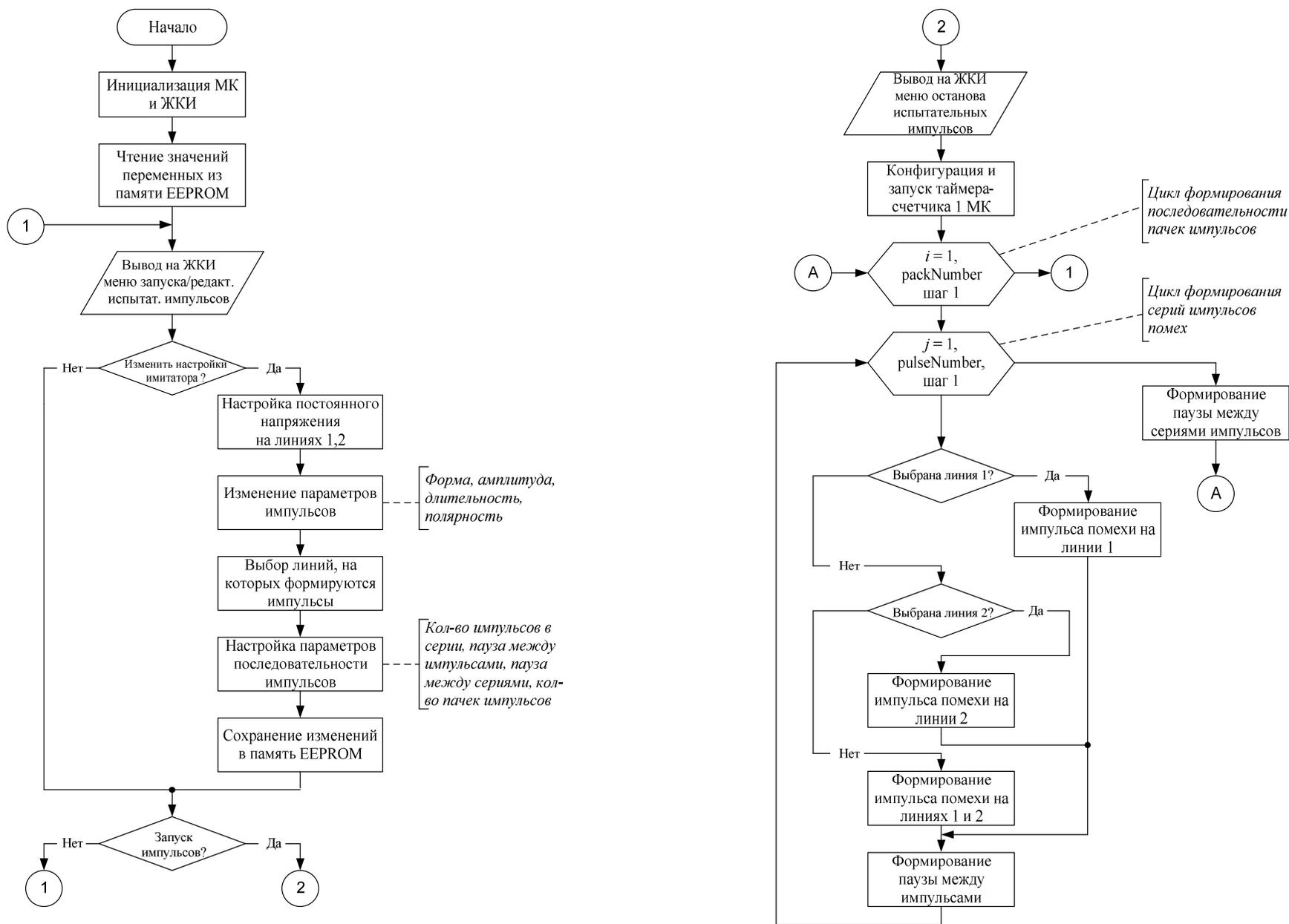


Рис. П.4.3. Блок-схема алгоритма работы имитатора импульсных помех

Приложение 5

Патенты и акты внедрения результатов диссертационной работы

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ
НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ
№ 105786

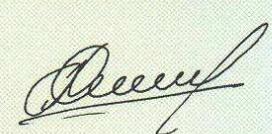
**ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ ТОКА С ОПТИЧЕСКИМ
УПРАВЛЕНИЕМ**

Патентообладатель(ли): *Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования Омский государственный университет путей сообщения (RU)*

Автор(ы): *с.м. на обороте*

Заявка № **2011106855**
Приоритет полезной модели **22 февраля 2011 г.**
Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **20 июня 2011 г.**
Срок действия патента истекает **22 февраля 2021 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

  **Б.П. Симонов**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012614226

Программная библиотека КМОП-компонентов и модель микропроцессорного устройства для оценки воздействия импульсных помех в информационных и питающих линиях

Правообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Омский государственный университет путей сообщения» (ОмГУПС(ОмИИТ)) (RU)*

Автор(ы): *Митрохин Валерий Евгеньевич, Ряполов Артем Владимирович (RU)*

Заявка № 2012611739

Дата поступления 12 марта 2012 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
12 мая 2012 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов