

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Т. Р. Газизов

Основы электромагнитной совместимости
радиоэлектронных средств

Учебное пособие

Томск
Издательство ТУСУРа
2022

УДК 621.396.6:537.531(075.8)
ББК 32.811.7я73
Г137

Рецензенты:
Гизатуллин З. М., д-р техн. наук;
Кузнецова-Таджибаева О. М., канд. техн. наук

Печатается по решению научно-методического
совета ТУСУРа (протокол № 5 от 26.05.22 г.)

Газизов, Тальгат Рашитович

Г137 Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных
средств: учеб. пособие / Т. Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-
та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 138 с.

ISBN 978-5-86889-977-5

Кратко рассмотрены общие вопросы электромагнитной совместимости:
стандартизация, нелинейные эффекты, неидеальное поведение компонентов, за-
земление, экранирование, фильтрация, помехи по цепям земля-питание, элек-
тростатический разряд.

Для студентов вузов радиотехнических специальностей.

УБК 621.396.6:537.531(075.8)

ББК 32.811.7я73

ISBN 978-5-86889-977-5

© Газизов Т. Р., 2022

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2022

Предисловие

Радиоэлектронные средства (РЭС) всё больше используются в самых различных сферах инфраструктуры современного общества. Увеличение количества РЭС, часто работающих в ограниченном пространстве, приводит к увеличению плотности их размещения. Неуклонный рост производительности РЭС во многом обеспечивается за счёт повышения верхней частоты спектра сигналов. Эти тенденции стали всё чаще приводить к нарушению работы РЭС из-за взаимных электромагнитных помех, в связи с чем потребовалось обеспечивать электромагнитную совместимость (ЭМС) приборов и устройств, чтобы они удовлетворительно работали и не мешали работе других в заданной электромагнитной обстановке. Отметим, что «Обеспечение ЭМС» стало самостоятельным направлением в современной радиоэлектронике.

Литература по ЭМС представлена книгами, журналами, трудами симпозиумов и различными бюллетенями. Пожалуй, самым обширным в мире остается 12-томное американское издание по ЭМС 1995 г. общим объёмом около 6800 с. Книга Пауля [1], изданная в 1992 г., является самым популярным зарубежным учебником по ЭМС. Предметом многочисленных ссылок стал труд очень известных в ЭМС-сообществе учёных Теше, Яноза и Карлсона [2]. Из отечественных публикаций используют в качестве учебника по ЭМС книгу Князева, Кечиева и Петрова [3]. Очень доступное и наглядное толкование широкого ряда проблем ЭМС содержится в популярной переводной книге Отта [4]. Много весьма полезных практических рекомендаций по самым различным вопросам ЭМС приведено в работе Барнса [5]. Отечественным специалистам известны книги Волина, например [6]. Весьма полезен для знакомства с отечественными нормами и стандартами на ЭМС справочник Бадалова и Михайлова [7]. Между тем последние десятилетия отметились выходом широкого ряда отечественных и зарубежных изданий по ЭМС. Существенный вклад в изучение ЭМС сделан и учёными Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Основоположником исследований по ЭМС в ТУСУРе стал

Н. И. Базенков [8]. Появилась добротная книга Тихомирова и Ефанова [9]. Свой вклад в ЭМС удалось сделать и автору [10, 11], а также последователям его научной школы.

Следует отметить, что изложенные в книгах материалы, как правило, отличаются широтой охвата, высоким качеством, детальностью и ясностью изложения. Но поскольку подготовка книги занимает обычно несколько лет, опубликованные материалы успевают устареть. Поэтому, чтобы быть в курсе результатов свежих исследований по ЭМС высокого качества, необходимо читать журналы. Самым известным и высококачественным международным научным журналом по ЭМС является «IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility». В нашей стране издается журнал «Технологии ЭМС». Результаты новейших исследований в виде докладов объемом 4–6 с. по самому широкому кругу вопросов ЭМС публикуются в трудах международных симпозиумов по этой теме. Свой большой ежегодный симпозиум организовало общество ЭМС IEEE. Европейский симпозиум по ЭМС ежегодно проходит в городах Европы. Наконец, существуют различные бюллетени и выпуски по ЭМС, регулярно издаваемые организациями и фирмами, в том числе с рекламными целями. Примером является солидный ежегодник Interference Technology.

Как построить учебное пособие, чтобы охватить весь спектр вопросов по ЭМС, касающихся РЭС различных структурных уровней, причём непрерывно совершенствующихся? Решая этот вопрос, автор столкнулся с большими трудностями, поскольку материал по известным и самым свежим достижениям в области ЭМС огромен по объёму и большей частью на английском языке. Поэтому перевод, осмысление, изложение и подготовка даже части этого материала оказались весьма трудоёмкими.

Книга посвящена общим вопросам ЭМС в их традиционной постановке и написана на основе упоминавшихся изданий, очень кратко обобщенных ранее в главе 1 учебного пособия [12]. Прежний материал уточнен и расширен дополнительными данными по результатам научных исследований, широко используемыми автором в учебном процессе. Актуальная в ЭМС проблема уменьшения искажений при передаче высокочастотных сигналов, кратко

называемая проблемой целостности сигналов (signal integrity problem), из-за большого объема материала в этой книге намеренно не рассматривается.

1 ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ

1.1 Что такое электромагнитная совместимость?

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

Прежде всего не совсем ясно, к чьей способности относится это определение. Отметим, что Программный комитет Вроцлавского симпозиума по ЭМС трактовал это определение в самом широком смысле, а именно как способность прибора (например, полупроводникового), устройства (например, усилителя), системы (например, радиолокационной, в том числе живой, то есть вместе с её оператором). Отсюда следует весьма широкий охват структурных уровней, рассматриваемых ЭМС. Из определения следует, что система электромагнитно совместима, если она: не создаёт помех другим системам; не воспринимает помехи от других систем; не создаёт помех себе.

1.2 Потребность в учебном курсе по электромагнитной совместимости

В начале 1990-х гг. в ведущих технических университетах мира начался процесс постановки учебных курсов по ЭМС. Рассмотрим кратко, как обосновывалась потребность в них, например, в университетах США.

В начале 1980-х гг. Федеральная комиссия связи (FCC) США опубликовала в части 15 подчасти J её правил и нормативов требование, которое возымело и будет иметь значительное влияние на всю радиоэлектронику вообще и электронную промышленность в частности. FCC имеет авторитет в области систем радио- и проводной связи в США. Так, FCC обладает правом контролиро-

вать помехи от этих систем или им. При всё большем распространении компьютеров и других цифровых устройств FCC осознала необходимость определённых ограничений на электромагнитные излучения от этих устройств, чтобы минимизировать помехи между ними и устройствами радио- и проводной связи. Многочисленные случаи таких помех стали возникать с возрастающей регулярностью. Это привело к изданию вышеуказанного норматива, который принял силу закона. Он, по существу, устанавливает ограничения на излучаемые и кондуктивные эмиссии от цифрового устройства, определяемого FCC как любой электронный прибор, который генерирует и использует временные импульсы со скоростью 9000 импульсов в секунду и цифровые методы. Этот норматив применим к любому электронному устройству, которое имеет цифровую схемотехнику и использует тактовый сигнал выше 9 кГц. Сюда относятся, например, калькуляторы, кассовые аппараты, принтеры, модемы и т. д., а также персональные компьютеры. FCC подразделяет этот норматив на класс А (промышленная среда) и класс В (бытовая среда). Нормативы класса В приблизительно на 10 дБ строже, чем класса А. В США является незаконным маркетинг вычислительного устройства, пока излучаемые и кондуктивные помехи не измерены и не установлено, что они не превышают пределов этого норматива. FCC рассматривает *маркетинг* как перевозку, продажу, предложение к продаже, импорт и т. д. При преднамеренном нарушении нормативов могут назначаться штрафы и/или тюремные сроки заключения. Компании-производители очень беспокоятся о последствиях таких нарушений, так как они являются разрушительной рекламой, следующей из малейшего нарушения. Они также озабочены финансовыми потерями вследствие возможного возврата устройства, если какие-либо изделия, случайно отобранные FCC для тестирования, превысят ограничения. Поэтому недостаточно сконструировать один образец, который соответствует нормативам: им должны соответствовать все продаваемые устройства. Таким образом, разработчик цифровых устройств дополнительно к обычным принципам функционального проектирования должен учитывать принципы

ЭМС, чтобы изделие было нечувствительно к изменениям в технологии производства, таким как замена комплектующих, которые могут привести к несоответствию изделия нормативам.

Фактически, можно утверждать, что сегодня любое цифровое устройство, которое сконструировано без учёта принципов ЭМС, не пройдёт контроль на соответствие ограничениям FCC. Будущие разработчики цифровой техники не могут позволить себе игнорировать это. Когда изделие сконструировано, проверено на соответствие нормативам ЭМС и обнаружено, что они превышены, то его доработка для соответствия обязательно увеличит его себестоимость. И чем на более позднем этапе проектирования делаются затраты на обеспечение ЭМС, тем резче рост этих затрат (рисунок 1.1).

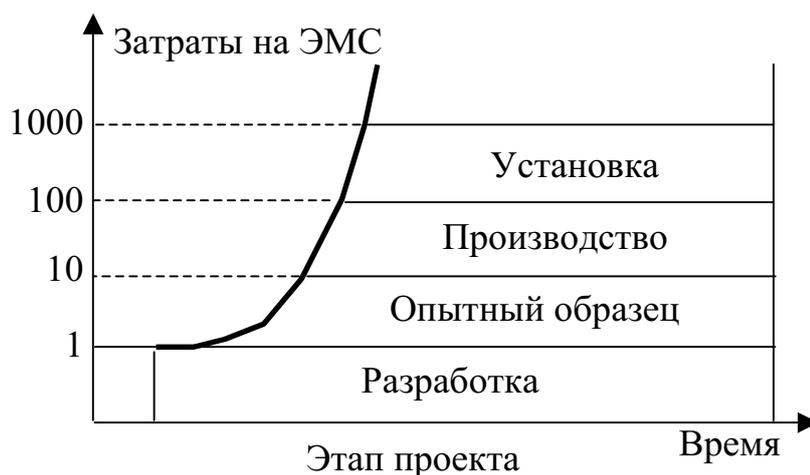


Рисунок 1.1 – Резкий рост затрат на ЭМС на более поздних этапах проекта

Кроме того, корректная диагностика проблемы обычно вызывает задержку рабочего графика. Оба этих пункта (себестоимость и график) являются важными факторами успеха изделия на рынке. При жесткой конкуренции компании не могут сегодня позволить себе затраты на ЭМС, которые не потребовались бы, если бы разработчик знал определённые принципы проектирования с учётом ЭМС. Компании начинают осознавать, что ранний и регулярный учёт ЭМС в конструкции изделия минимизирует его себестоимость и временные затраты на проектирование. Следовательно, ЭМС стала важным фактором в обеспечении конкурентоспособ-

ности компаний и они рассматривают её изучение как важную часть базовой подготовки инженера.

Представляется, что все сказанное выше касается и России. Так, например, на радиотехническом факультете ТУСУРа самый первый курс по ЭМС был поставлен на специальности «Радиотехника» профессором Е. С. Коваленко ещё в начале 1990-х гг., т. е. когда этот процесс только зарождался в ведущих технических университетах мира. Сейчас же ЭМС обучают на большинстве специальностей факультета.

Введение в силу в 2003 г. Федерального закона «О техническом регулировании» и принятие в соответствии с ним Технического регламента по ЭМС расширяет сферу обеспечения ЭМС и устанавливает обязательность требований ЭМС для электротехнических, электронных и радиоэлектронных изделий всех назначений и видов. В этих условиях отечественные организации и предприятия, ведущие разработку и производство электротехнических, электронных и радиоэлектронных изделий, должны выполнять требования современных стандартов по ЭМС при конструировании, изготовлении и испытаниях технических средств. В противном случае эти изделия не пройдут процедуру подтверждения соответствия требованиям ЭМС и будут неконкурентоспособны с зарубежной продукцией.

1.3 Примеры электромагнитных помех

Известно много примеров электромагнитных помех, от безобидных до катастрофических.

Самый простой пример – появление линий на экране телевизора при включении миксера, пылесоса или другой бытовой техники с электродвигателем постоянного тока. Они возникают из-за искрения щёток двигателя. При замыкании и размыкании контактов щёток ток в обмотках двигателя прерывается, создавая на контактах высокое напряжение, приводящее к пробою промежутка между контактами. В результате имеет место весьма богатое по составу спектра искрение. Помеха создаётся из-за непосредственного излучения этого сигнала к антенне телевизора

и его прохождения по проводам сетевого питания прибора, излучение которых влияет на антенну.

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

А вот пример помех из работы ТУСУРа. В 1980-х годах в корпусе факультета электронной техники проверялась работа новой системы обработки данных из очень слабых сигналов. Контроль сигналов осциллографом сбивался с временными интервалами в доли секунды, и причина этого была непонятна. Один из специалистов обратил внимание, что значения временных интервалов напоминают азбуку Морзе. Тогда руководитель проекта сразу вспомнил о коротковолновиках-любителях в студенческом общежитии на площади Южной. Телефонный звонок к ним прояснил, что они в данный момент находились в эфире и работали телеграфным ключом. Когда их попросили приостановить работу, помехи прекратились. Вероятно, в аппаратуру проникали сигналы, наведённые коротковолновой антенной в сети питания 220 В.

2 АСПЕКТЫ И РАЗДЕЛЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

2.1 Общие вопросы

У ЭМС есть три аспекта: *генерация*, *передача* и *приём* электромагнитной энергии (рисунок 2.1). Источник (называемый также эмиттером) создаёт эмиссию, а канал передачи (или воздействия) передаёт энергию эмиссии к рецептору (приёмнику), где она обрабатывается, приводя к желательному или нежелательному поведению. Помеха возникает, если принятая энергия вызывает нежелательное поведение приёмника. Таким образом, непреднамеренные передача или приём электромагнитной энергии не обязательно вредны: помеху создаёт нежелательное поведение приёмника. Поэтому, будет ли помеха, сильно зависит от обработки принятой энергии в приёмнике.

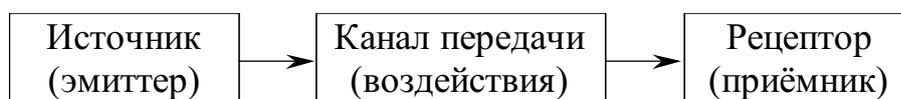


Рисунок 2.1 – Базовое разложение задачи ЭМС

Три аспекта ЭМС предполагают три способа предотвращения помехи: подавление эмиссии в источнике; ослабление эффективности канала передачи; снижение восприимчивости приёмника к эмиссии. Если снижать воздействие по рисунку 2.1 слева направо, то успеха обычно добиться легче и с меньшими дополнительными затратами.

С передачей энергии связаны четыре основных задачи ЭМС: излучаемые эмиссии; восприимчивость к излучениям; кондуктивные эмиссии; восприимчивость к кондуктивным эмиссиям (рисунок 2.2).

В принципе, сквозь призму этих основных задач ЭМС можно рассматривать любую конкретную задачу ЭМС. Однако исторически выделяются некоторые специфические задачи ЭМС, например электростатический разряд (ЭСР), электромагнитный импульс

(ЭМИ), молния, побочные электромагнитные излучения и наводки (ПЭМИН) (рисунок 2.3).

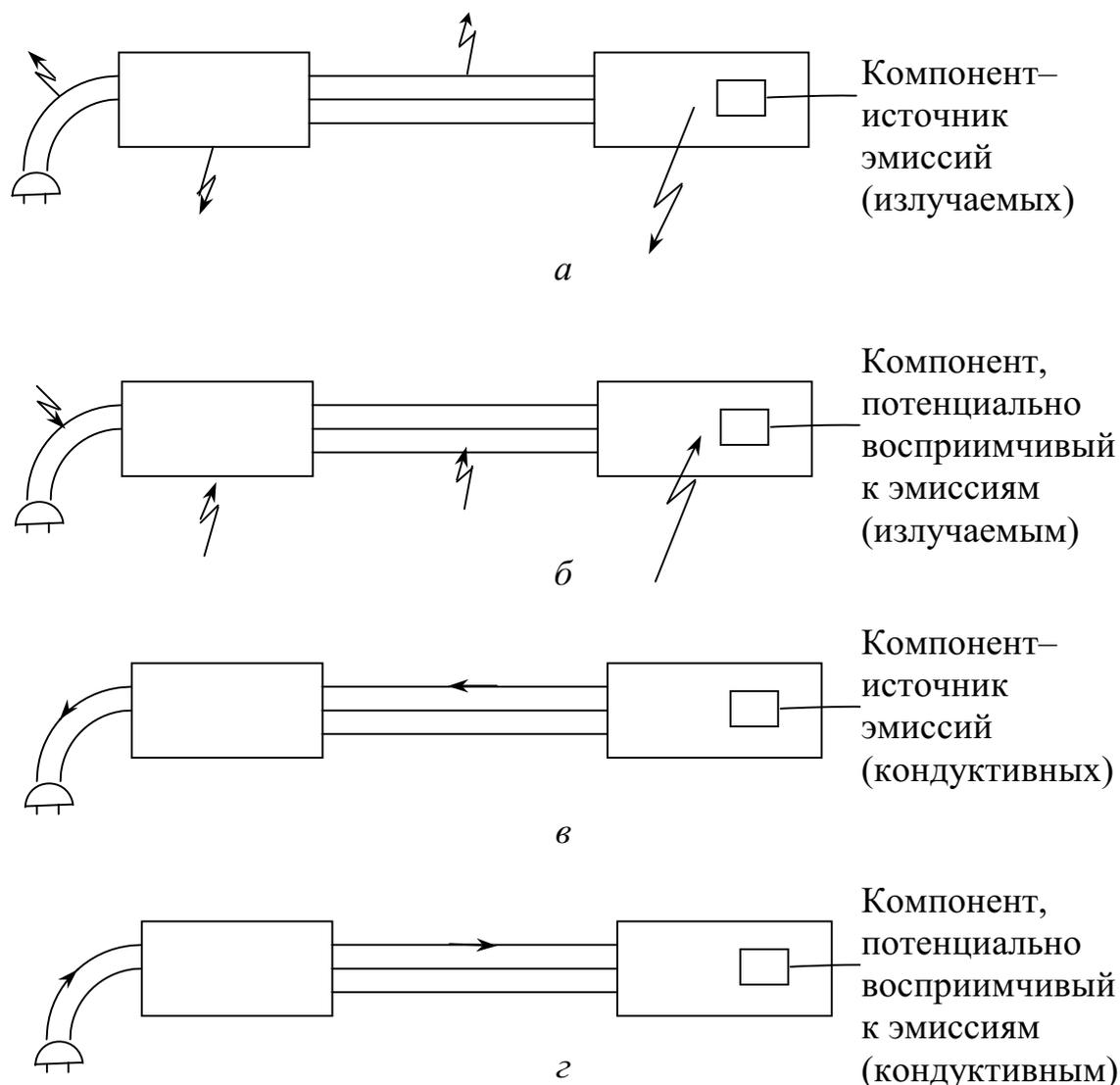


Рисунок 2.2 – Четыре основных задачи ЭМС:
а – излучаемые эмиссии; *б* – восприимчивость к излучениям;
в – кондуктивные эмиссии; *г* – восприимчивость к кондуктивным эмиссиям

Примечательны различные рубрики разделов или тем ЭМС, которые постоянно меняются, включая наиболее актуальные темы. Так, разделы Европейского симпозиума по ЭМС 2022 г. в Швеции в оригинале были такими:

EM Environment, Lightning, Intentional EMI & EMP, High Power Electromagnetics, ESD;

Transmission Lines, Cables, Crosstalk, Coupling;

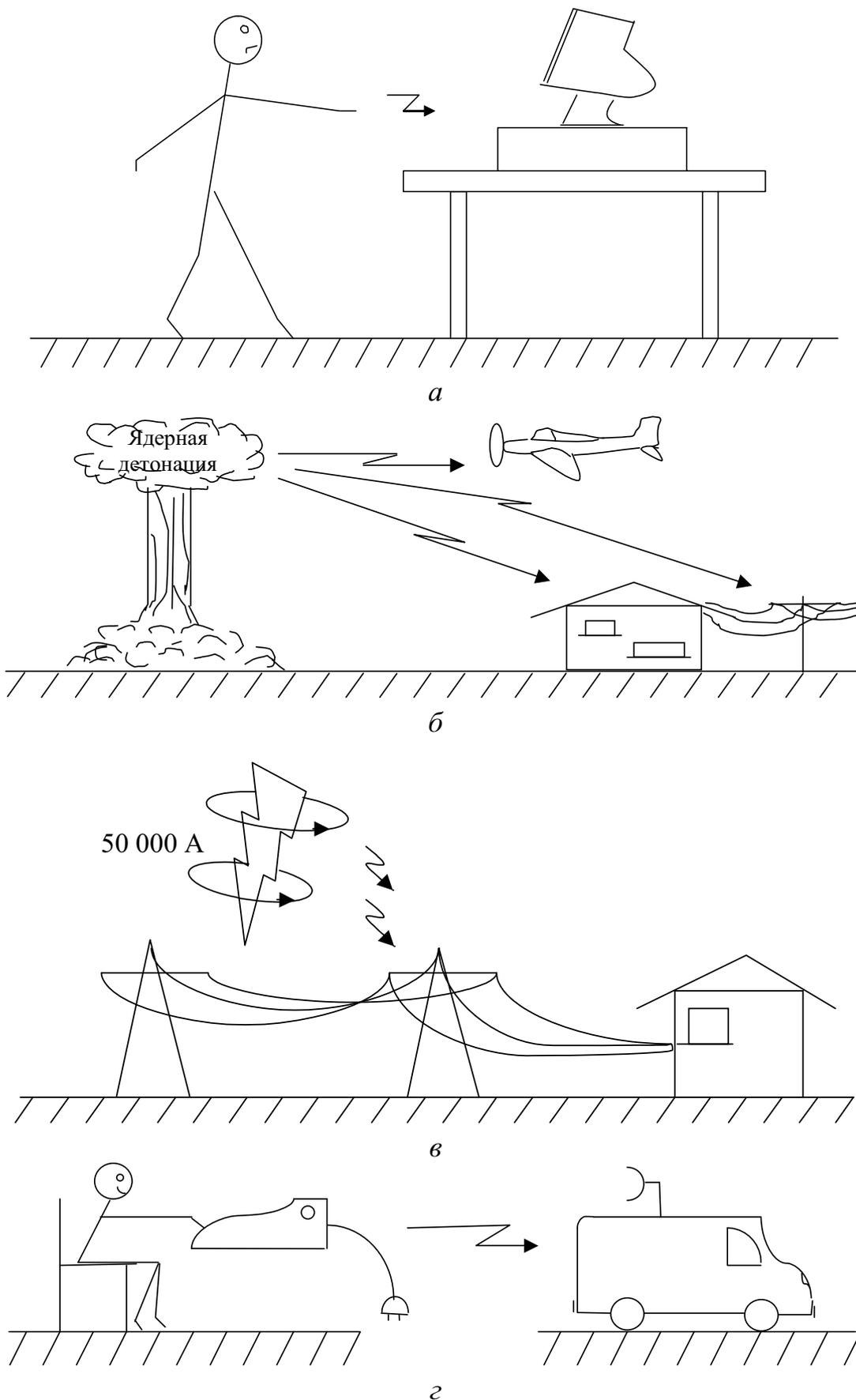


Рисунок 2.3 – Специфические задачи ЭМС:
 а – ЭСР; б – ЭМИ; в – молния; г – ПЭМИН

Shielding, Gasketing & Filtering, Grounding;
Measurement & Instrumentation, Emission, and Immunity,
Chambers & Cells, Antennas;
Advanced Materials, Nanotechnology, NEMS & MEMS, Smart
Sensors;
Computational Electromagnetics, Model Validation;
Semiconductors, PCB, Electronic Packaging & Integration,
Power & Signal Integrity;
Power Systems, Power Quality, Power, Electronics, Smart
Grids;
Wired & Wireless Communications, UWB, Power Line
Communications, Spectrum Management;
Automotive, Railway Systems, Naval Systems, Aircraft & Space
Systems;
Human exposure to EM fields, Biological, Effects, Medical
Devices & Hospital Equipment;
Standards and Regulations, EMC Management, EMC
Education;
EMC in Security and Safety Applications;
EMC in Industrial Environments;
EMC in Military Applications;
Any other relevant topic.

2.2 Частные вопросы

В одной из своих публичных лекций Todd Hubing, известный ученый в области ЭМС, осветил ряд простых факторов, которые, по его мнению, должен знать любой инженер-радиотехник.

1. *Токи возвращаются к своему источнику по пути (путям) наименьшего импеданса.* Показательный пример приведен на рисунке 2.4, где гармонический сигнал подается на нагрузку через протяженный кабель, начало и конец оплетки которого соединены короткой перемычкой. Частотная зависимость на рисунке 2.5 показывает, что весь ток возвращается к источнику по перемычке. Но это имеет место лишь на самых низких частотах, тогда как на

частоте 1 кГц ток снижается до 84 %, а на частоте 1 МГц – до 1 %, т. е. в перемычке почти не протекает. Как видно, путь протекания возвратного тока может значительно изменяться в зависимости от частоты, меняющей импеданс пути. В общем случае это путь (пути) наименьшего сопротивления при частотах менее 10 кГц и наименьшей индуктивности при частотах более 100 кГц.

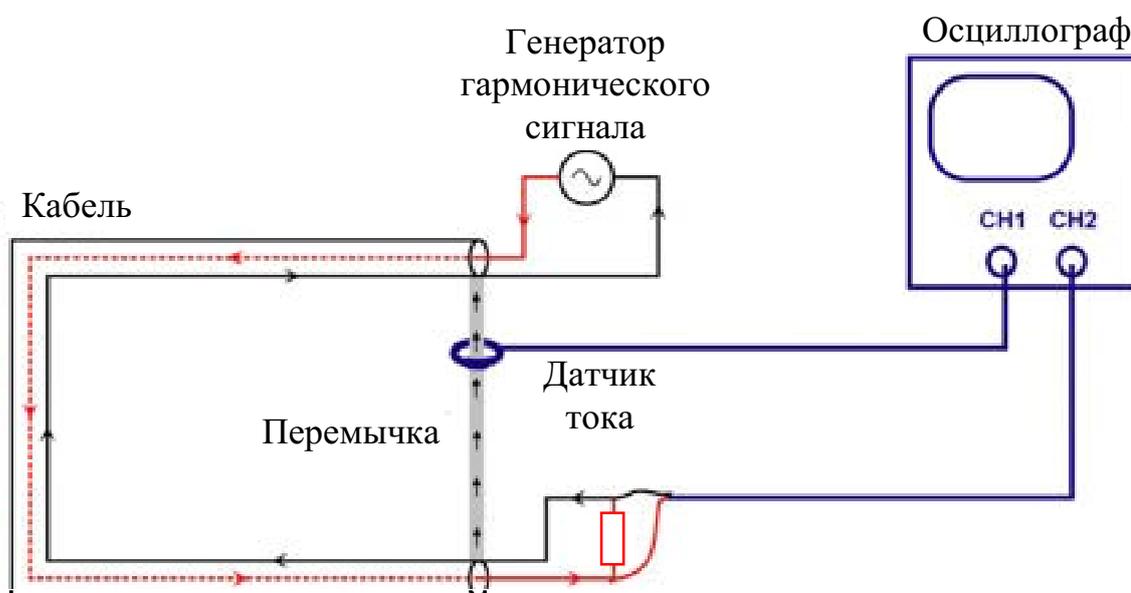


Рисунок 2.4 – Схема исследования изменения пути возвратного тока

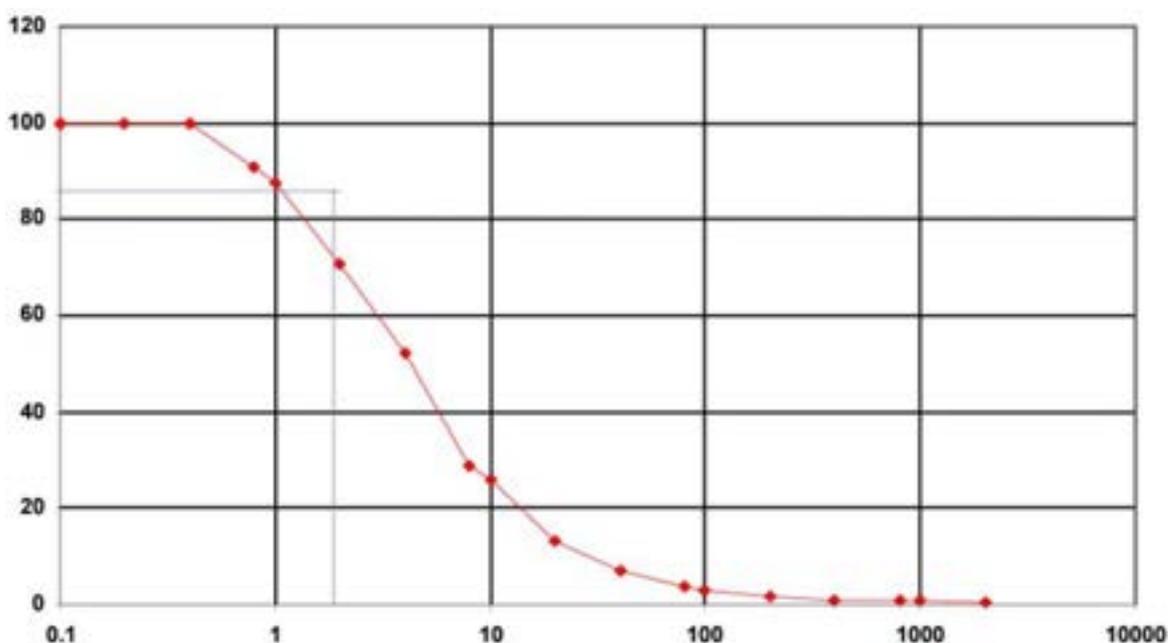


Рисунок 2.5 – Зависимость тока (%) через перемычку от частоты (кГц)

На пути протекания возвратных токов сильно влияют вырезы в плоскости «земли» в печатных платах. И это надо тщательно контролировать. С точки зрения ЭМС их вообще нежелательно делать. Если без этого нельзя обойтись, то над вырезом не должно быть трасс или другой плоскости. Кроме того, выреза не должно быть между соединителями.

Вообще, значимость идентификации путей протекания тока определяется многими факторами. Основным из них является создание возвратными токами излучаемых эмиссий и падения напряжения на импедансе данного пути со всеми вытекающими из этого нежелательными последствиями в части ЭМС.

2. *Меньшее время переключения цифрового сигнала соответствует его более высокочастотному составу.* Отсюда следует, что цифровые сигналы надо контролировать по этому критерию. Уменьшение времени нарастания и спада цифрового сигнала приводит к росту уровня составляющих спектра, которые были очень малы (рисунок 2.6). Таким образом, в цифровых цепях появляются сигналы с частотами, которых ранее не было, и опять же со всеми вытекающими из этого нежелательными последствиями в части ЭМС.

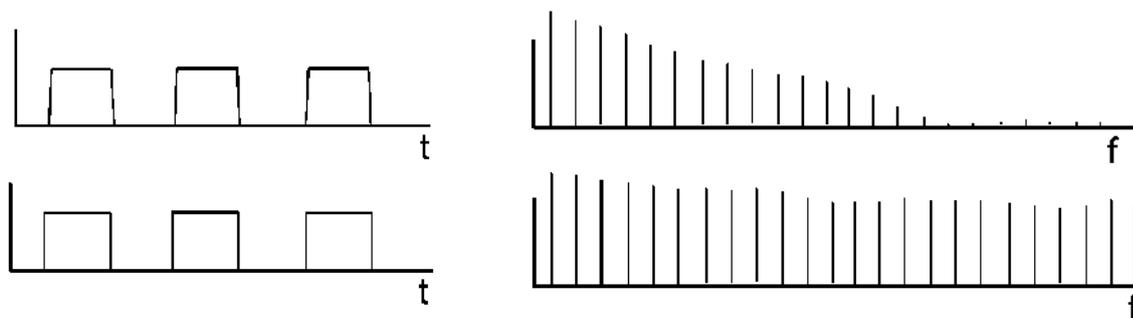


Рисунок 2.6 – Расширение спектра с ростом быстродействия

3. *Антенны, эффективно действующие на частотах несколько гигагерц, легко выявить.* И надо выявлять непреднамеренные (паразитные) антенны. Примерами эффективных антенн являются полуволновой диполь и четвертьволновой монополь, а неэффективной – электрически малая рамка (рисунок 2.7).

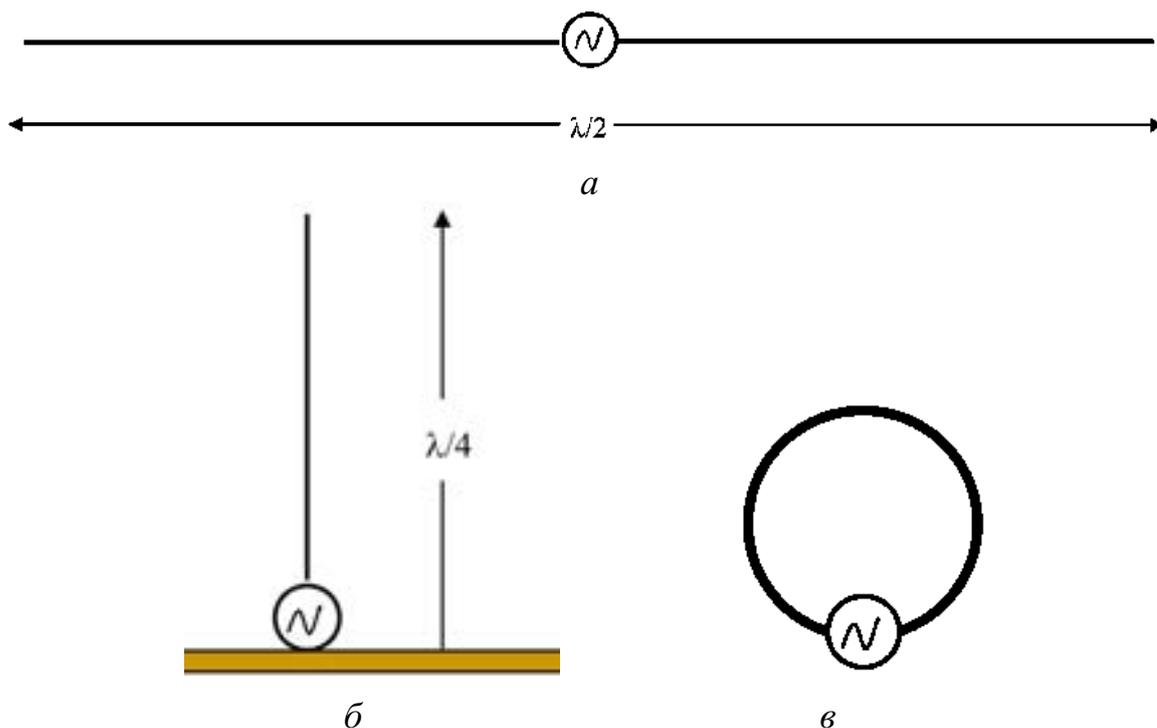


Рисунок 2.7 – Эффективные полуволновой диполь (а) и четвертьволновой монополь (б) и неэффективная электрически малая рамка (в)

4. *Полезно распознавать механизмы взаимодействия.* Они бывают управляемые напряжением, когда напряжение сигнала появляется между двумя частями хорошей антенны (рисунок 2.8,а), и током, когда контур тока сигнала создает падение напряжения на импедансе участка между двумя частями хорошей антенны (рисунок 2.8,б).

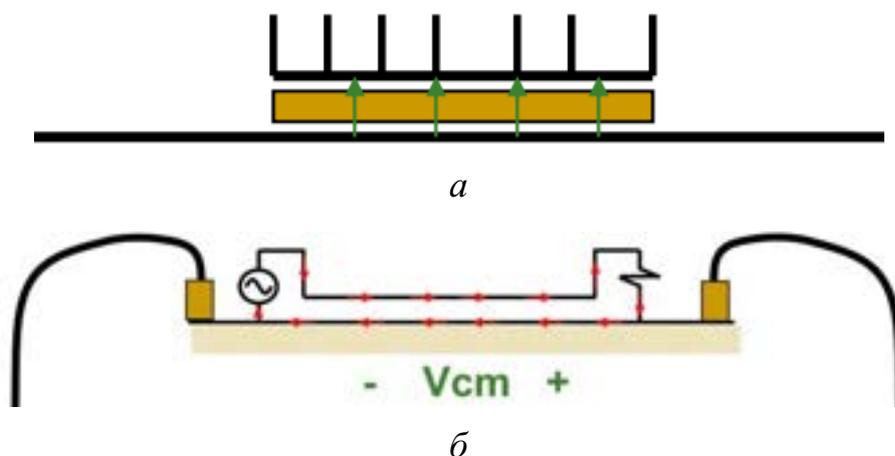


Рисунок 2.8 – Механизмы взаимодействия, управляемые напряжением (а) и током (б)

Примечательно, что взаимовлияние, управляемое напряжением 1 В на частоте 500 МГц, может создать на расстоянии 3 м напряженность поля 360 В/м, что на 60 дБ (в 1000 раз) выше предела FCC по классу В. Между тем взаимовлияния, управляемые током, имеют тенденцию быть на 3–4 порядка меньше управляемых напряжением. Однако эффективность антенн в механизме взаимовлияния, управляемом током, может быть на 5–6 порядков выше.

5. *Полезно идентифицировать источники помех посредством визуализации токов.* Например, через выводы питания некоторых микросхем могут протекать гораздо большие по уровню высокочастотные токи, чем через сигнальные выводы (рисунок 2.9а), а также значительные высокочастотные токи могут протекать через низкоскоростные входы/выходы, в том числе никогда не изменяющие логическое состояние при обычной работе (рисунок 2.9б).

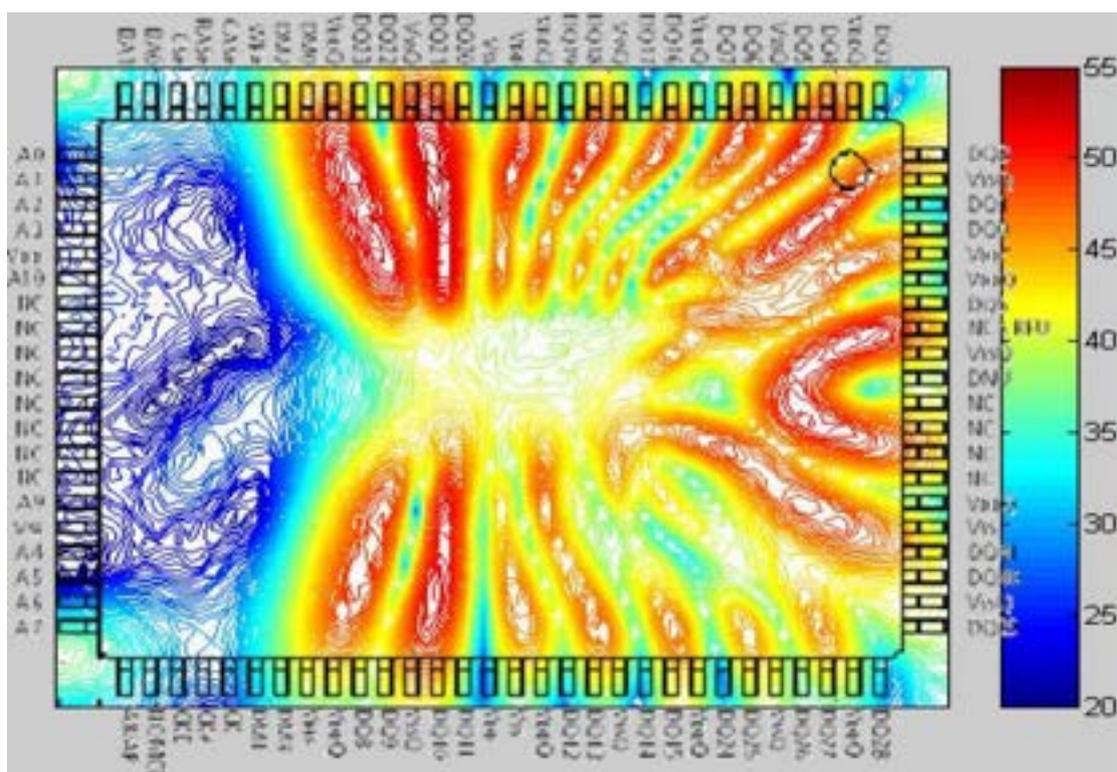


Рисунок 2.9а – Иллюстрация возможного протекания через выводы питания микросхем гораздо больших по уровню высокочастотных токов, чем через сигнальные выводы

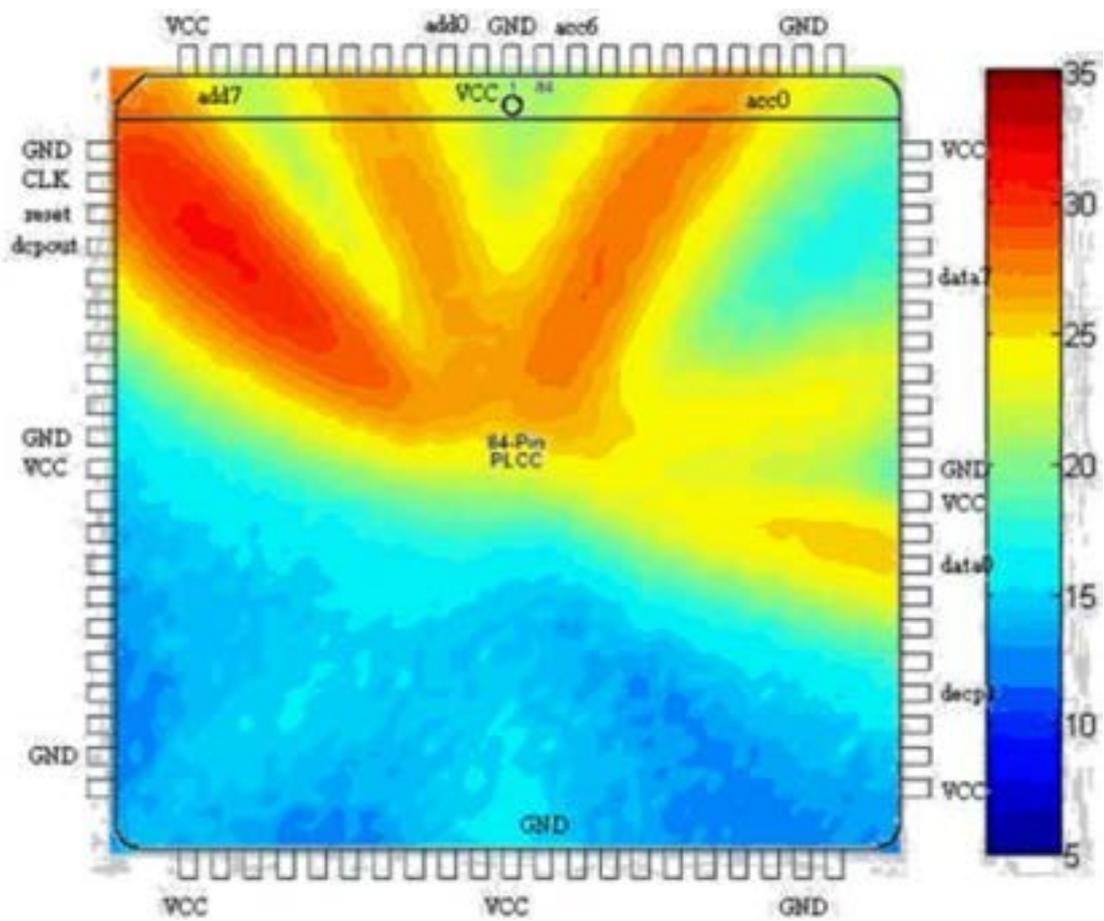


Рисунок 2.9б – Иллюстрация возможного протекания
 значительных высокочастотных токов
 через низкоскоростные входы/выходы микросхем

3 СТАНДАРТИЗАЦИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

3.1 Международные организации по стандартизации

В настоящее время вопросами стандартизации в области ЭМС занимаются в основном две организации: на мировом уровне это Международная электротехническая комиссия (МЭК), называемая в оригинале по-английски International Electrotechnical Commission (IEC); на европейском уровне это Европейский комитет по электротехническим стандартам, называемый в оригинале по-французски Comite Europeen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC). Организация их работы показана на рисунке 3.1.

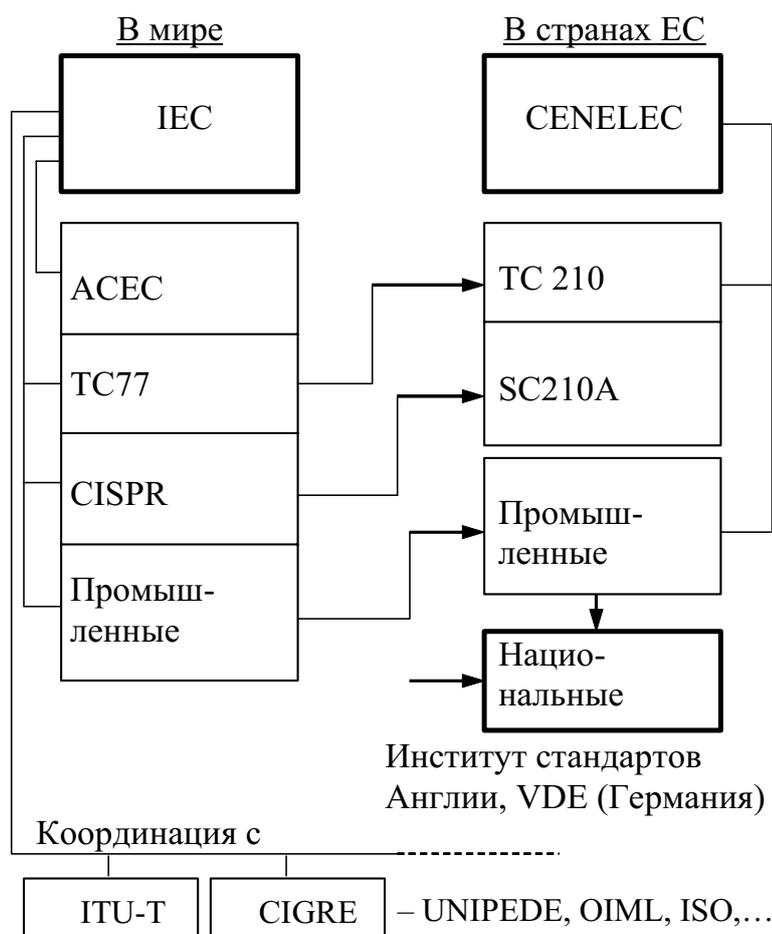


Рисунок 3.1 – Организация международной деятельности по стандартизации в области электромагнитной совместимости

IEC и CENELEC имеют технические комитеты (TC77 и SC210A соответственно), которые занимаются вопросами ЭМС. В IEC есть ещё две структуры, эквивалента которым нет в CENELEC: Консультативный совет по ЭМС (Advisory Committee on EMC (ACEC)), координирующий комитеты IEC между собой и с внешними организациями, и Специальный международный комитет по радиопомехам (Comite International Special des Perturbations Radioelectriques (CISPR)), устанавливающий безопасные для радиосвязи уровни помех. Промышленные комитеты занимаются специальными стандартами для конкретных изделий и отвечают за то, чтобы в них были разделы по ЭМС. Весьма примечательно, что из 200 комитетов и секций IEC около 60 посвящают свою работу проблемам ЭМС.

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

В рамках IEC работа по стандартизации в области ЭМС распределена так:

подкомитет TC77A – излучение и восприимчивость для частот менее 9 кГц;

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

CISPR – излучение для частот более 150 кГц.

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

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

Специальные стандарты по ЭМС (Generic EMC standards) используются для аппаратов, работающих в специальных условиях, которые не предусмотрены промышленными стандартами по ЭМС. Они определяют минимальное число требований и тестовых

процедур (не включая детальную информацию о методике измерений и испытаний), применимых для всех аппаратов или систем, работающих в тех же условиях.

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

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

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

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

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

4 – помехозащищённость оборудования, методы измерений и испытаний;

5 – руководство по установке и методы уменьшения помех;

6 – специальный стандарт.

Совет Европы 3 мая 1989 года принял директиву 89/336/ЕЕС «О координации законодательной деятельности в странах-членах Экономического сообщества». Она регламентирует, что любой аппарат, поступающий на рынок в странах Общего рынка, должен соответствовать следующим требованиям:

– создаваемые им электромагнитные помехи не должны превышать уровень, допустимый для нормальной работы других аппаратов;

– он должен иметь достаточный для нормальной работы уровень собственной защищённости от электромагнитных помех;

– каждый аппарат как элемент системы должен удовлетворять соответствующим требованиям по ЭМС и тестам, кроме того, производитель системы обязан указывать условия сборки, обеспечивающие правильную работу всей системы в целом.

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

3.2 Требования по электромагнитной совместимости

Все требования по ЭМС изделий электроники можно разделить на две группы: требования, устанавливаемые государственными учреждениями, и требования производителей изделий. Первые являются законными и не могут нарушаться. Они устанавливаются для контроля помех, создаваемых изделием. Однако соблюдение этих требований не гарантирует, что изделие не создаст помеху, а лишь позволяет государству контролировать степень электромагнитного «загрязнения», производимого этим изделием. Для маркетинга (рекламы и продажи) изделия в стране оно должно соответствовать государственным требованиям. И если изделие не может продаваться из-за несоответствия государственным требованиям по ЭМС, то факт, что оно может выполнять свои функции, создающие значительные возможности по продажам, не имеет никакого значения.

Требования производителя нацелены на удовлетворение потребностей пользователя, чтобы обеспечить его надёжным и качественным изделием. Например, если новый компьютер окажется очень восприимчивым к электростатическому разряду, то производитель будет иметь плохую репутацию и спад продаж своей продукции. Таким образом, соответствие требованиям обоих видов критично для рыночного успеха изделия.

3.3 Стандарты на излучаемые и кондуктивные эмиссии

Рынок изделий электроники охватывает сегодня весь мир. Следовательно, для производителей важны требования по ЭМС всех стран. В этой связи все требования подразделяются на две группы, которые можно условно назвать внутренними и внешними. Например, в США приняты требования к изделиям, продаваемым на внутреннем рынке, и требования к изделиям, продаваемым вне страны. Кроме того, в каждой стране существуют требования на продукцию коммерческого использования и военного использования. Отметим, что эти требования содержат множество технических нюансов и деталей и постоянно изменяются. Приведем краткий и общий обзор требований по ЭМС, принятых в США.

В США контролем помех занимается FCC. Ограничения FCC на излучаемые и кондуктивные эмиссии цифровых устройств класса А (промышленная среда) и класса В (бытовая среда) показаны в таблице 3.1, а также на рисунках 3.2, 3.3.

Таблица 3.1 – Ограничения FCC на излучаемые и кондуктивные эмиссии

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

К сожалению, разные расстояния измерений излучаемых эмиссий затрудняют сравнение, но из близости цифр для классов А и В можно заключить, что излучение, допустимое для промыш-

ленной аппаратуры на расстоянии 10 м, для бытовой аппаратуры допускается всего на расстоянии 3 м.

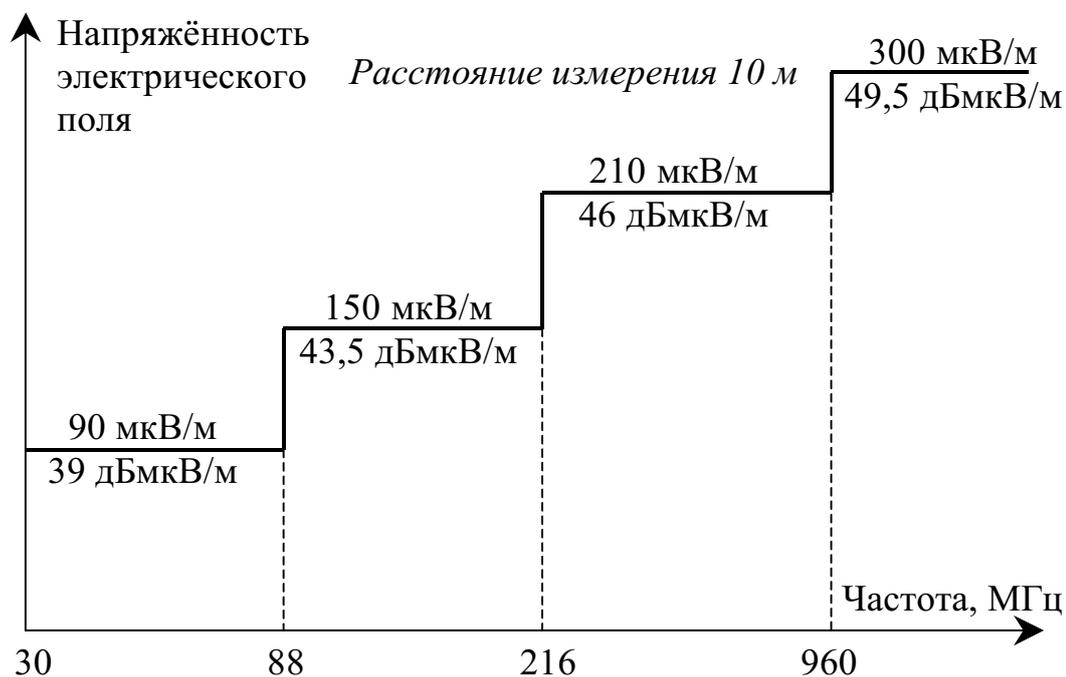


Рисунок 3.2 – Ограничения FCC на излучения цифровых устройств класса А

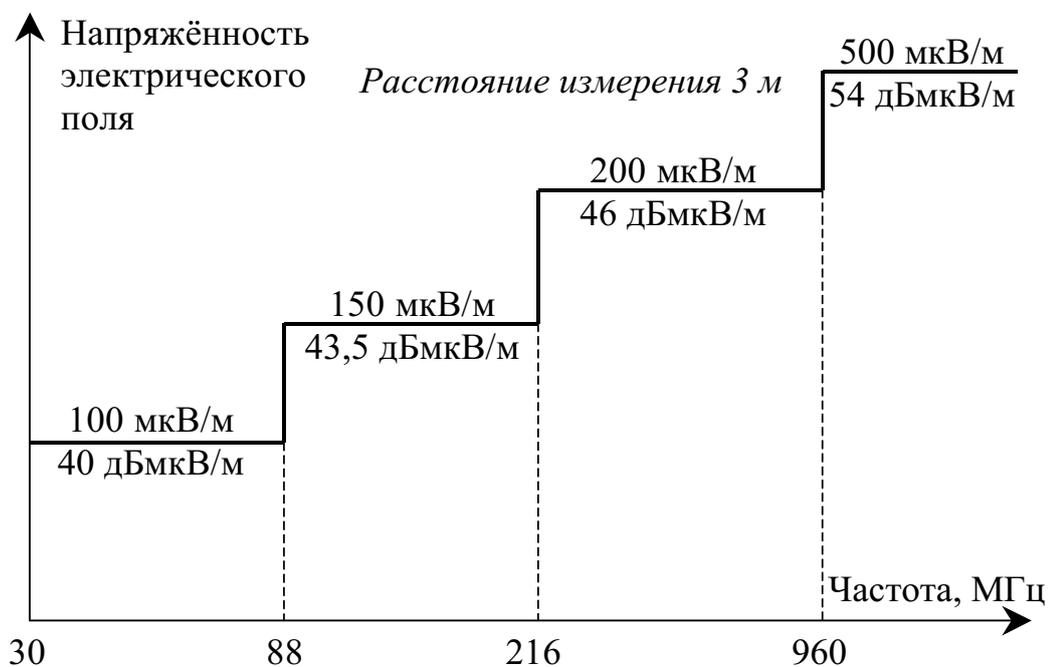


Рисунок 3.3 – Ограничения FCC на излучения цифровых устройств класса В

Сравнение ограничений на излучения, представленное на рисунке 3.4, показывает, что ограничения класса В примерно на 10 дБ жестче, чем класса А. Согласно данным таблицы 3.1 для кондуктивных эмиссий (квазипиковый детектор) ограничения класса В жёстче в 4–12 раз.

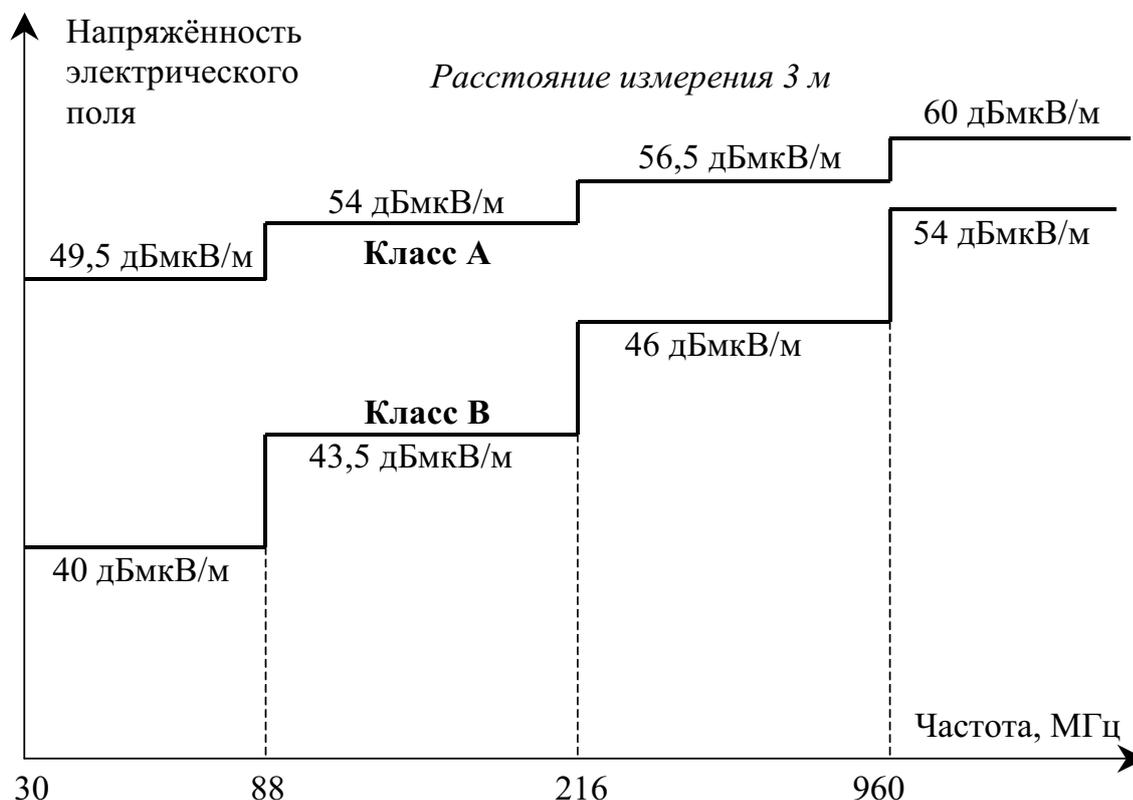


Рисунок 3.4 – Сравнение ограничений FCC на излучения цифровых устройств класса А и класса В

Переходя к ограничениям на излучения изделий для продажи в других странах, прежде всего необходимо отметить, что в прошлом каждая страна имела свои, в чём-то уникальные, требования по ЭМС. Например, для продажи в Германии требуется соответствие продукции стандартам VDE (Verband Deutscher Elektrotechniker). Однако в настоящее время наметилась тенденция к принятию единого стандарта, регламентирующего международные требования, и первый для этого кандидат – стандарт 22, разработанный CISPR в 1985 г. Многие страны Европы и остального мира приняли его или его вариант в качестве национального стандарта. По стандарту CISPR 22 излучаемые эмиссии измеряются на расстояниях 10 м и 30 м, а кондуктивные – с помощью квазипикового

детектора или детектора среднего значения (в скобках) (таблица 3.2).

Таблица 3.2 – Ограничения CISPR 22 на излучаемые и кондуктивные эмиссии

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

Большая часть изделий государственных и коммерческих предприятий производится для военных целей. Поскольку помеха может повлиять на выполнение боевой задачи, то очевидно, что контроль эмиссий от изделия, а также его восприимчивости к эмиссиям гораздо критичнее для военной продукции, чем для коммерческой. Поэтому военные стандарты, как правило, гораздо сложнее и жёстче гражданских. Требования по ЭМС к изделиям для военных нужд США содержатся в документе MIL-STD-461. Различным требованиям этого документа к различному оборудованию присвоены определённые буквенные обозначения (рисунки 3.5 и 3.6).

Показательно сравнение непрерывно меняющихся предельных уровней эмиссий. Для военных стандартов США MIL-STD-461А, В, С, D, Е; 464А и 1541В оно приведено на одном графике (рисунок 3.7) [13].

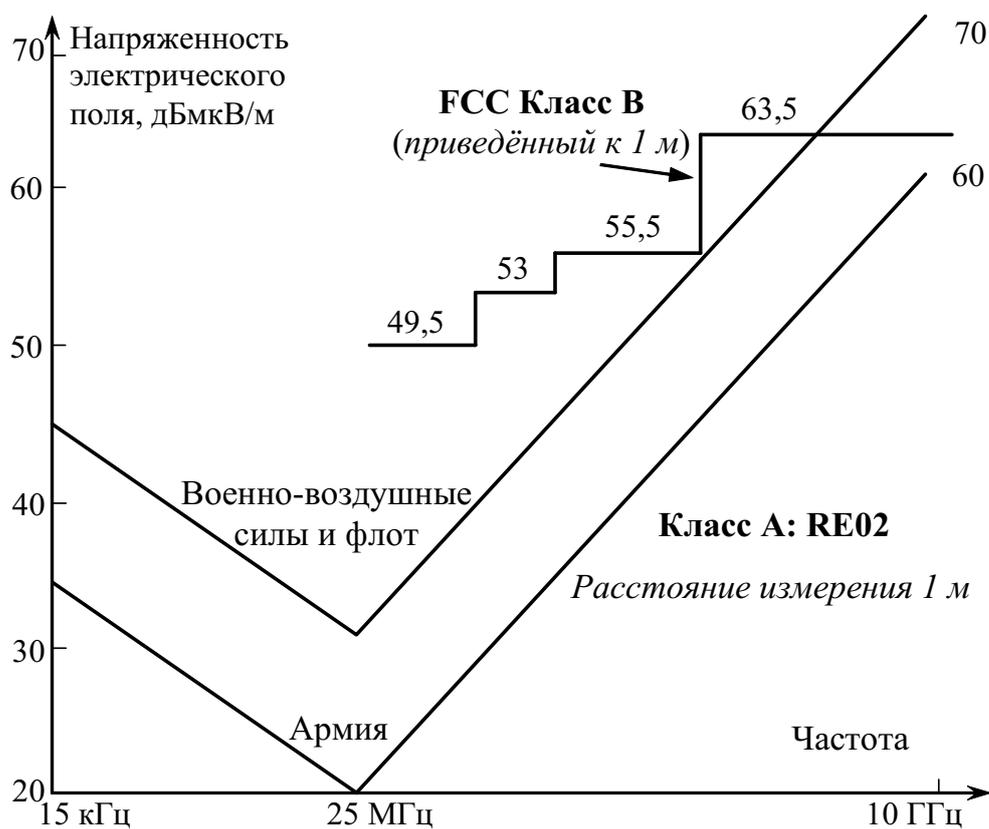


Рисунок 3.5 – Сравнение ограничений на излучение RE02 (электрическое поле, 14 кГц – 10 ГГц) изделия класса А (для установки в критичных местах) по MIL-STD-461 и приведённых к 1 м для класса В по FCC

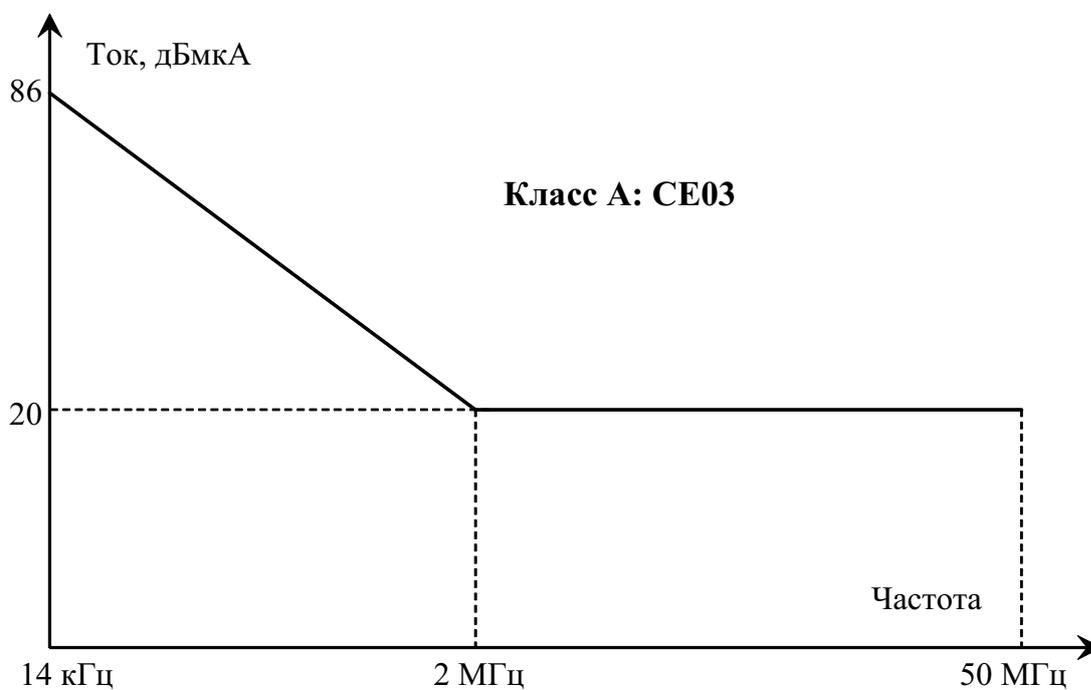


Рисунок 3.6 – Ограничения по MIL-STD-461 на кондуктивные эмиссии CE03 (токовый пробник, 15 кГц – 50 МГц) для оборудования класса А (для установки в критичных местах)

MIL-STD-461A, B, & C; 461D & E; 464A; & 1541B (PROPOSED) LIMIT COMPARISON RADIATED EMISSION AND SUSCEPTIBILITY

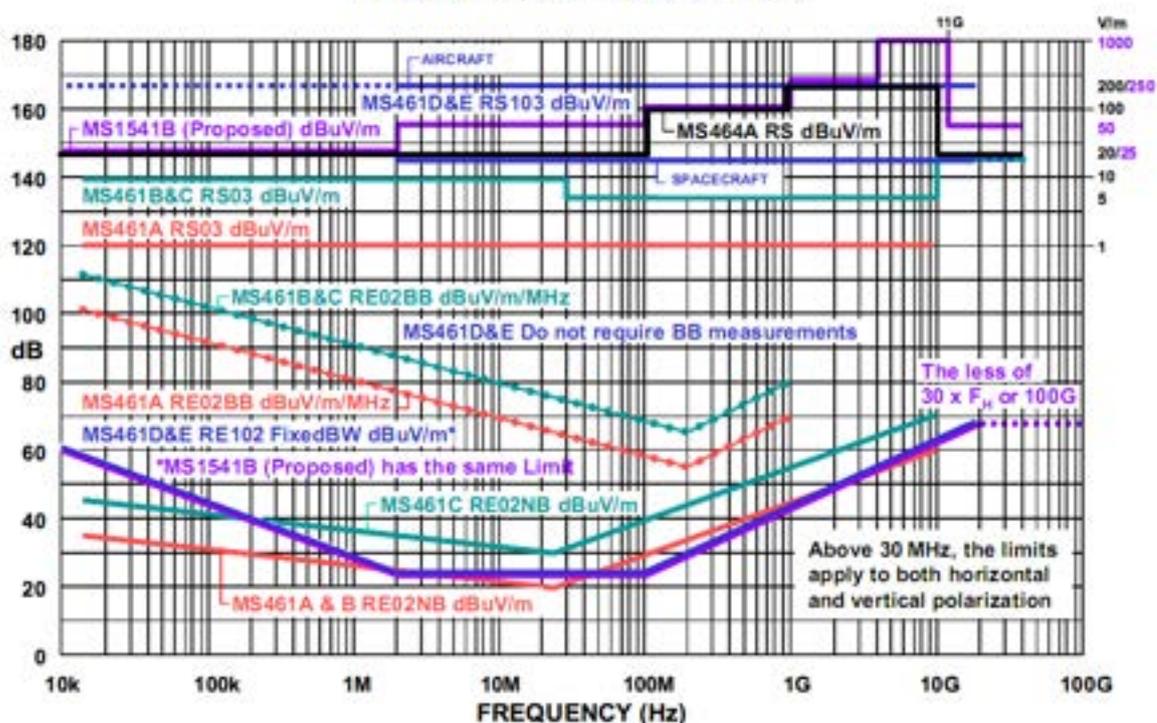


Рисунок 3.7 – Сравнение изменяющихся пределов излучений из военных стандартов США

Видно, что требуемые уровни излучаемых эмиссий (нижняя половина графика) уменьшаются, а восприимчивости к излучениям растут, достигая 1 кВ/м. Кроме того, растет частота от 1 Гц, до 10, 18, 40 и даже 100 ГГц.

3.4 Измерения на соответствие стандартам

Измерение излучаемых и кондуктивных эмиссий – сложная задача. Достаточно сказать, что если процедуры измерения не оговорены четко, а остаётся свобода их интерпретации персоналом, проводящим измерения, то можно получить различные данные на разных измерительных установках для одного и того же изделия. Поэтому каждый стандарт, устанавливающий ограничения, чётко определяет, как измерять данные, а именно процедуру испытаний, испытательное оборудование, полосу частот, испытательные антенны и т. д. Рассмотрим некоторые методы измерений.

Излучаемые эмиссии лучше измерять на открытой местности специальных полигонов. Однако их немного, и часто предварительные испытания проводят в полубезэховых камерах, представляющих собой экранированное помещение (для экранирования внешних сигналов, нарушающих измерения) с радиочастотными поглотителями в виде пирамид на стенах и потолке (для предотвращения отражений излучений изделия от стен и потолка), что является имитацией открытой местности (рисунок 3.8).

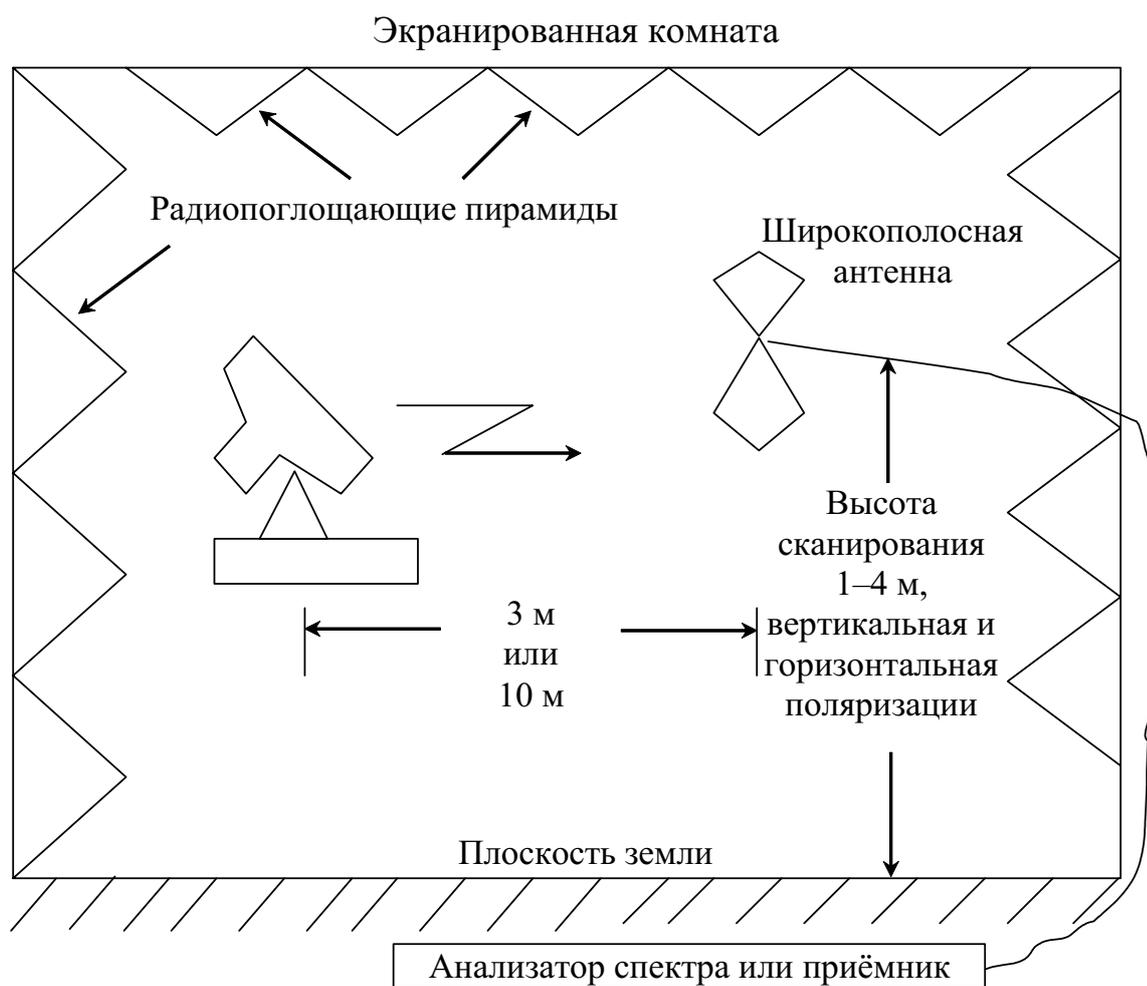


Рисунок 3.8 – Измерение излучаемых эмиссий в полубезэховой камере

Кондуктивные эмиссии можно измерять с помощью датчика тока на основе ферритового кольца с обмоткой, которое надевают на кабель от изделия (рисунок 3.9). Другой способ требует включения испытываемого изделия в сеть питания через согласующее устройство, называемое в международных стандартах LISN (line

impedance stabilization network), а в отечественной литературе эквивалентом нагрузки. Его идея поясняется на рисунке 3.10: фильтр ($L_1 = 50$ мкГн, $C_2 = 1$ мкФ) не пропускает токи кондуктивных эмиссий от испытываемого изделия в сеть питания и они через емкость $C_1 = 1$ мкФ проходят по входному сопротивлению (50 Ом) анализатора спектра (при отсоединении которого емкость C_1 разряжается через сопротивление $R_1 = 1$ кОм).

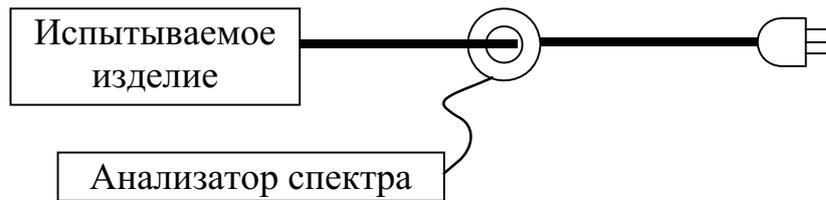


Рисунок 3.9 – Измерение кондуктивных эмиссий датчиком тока

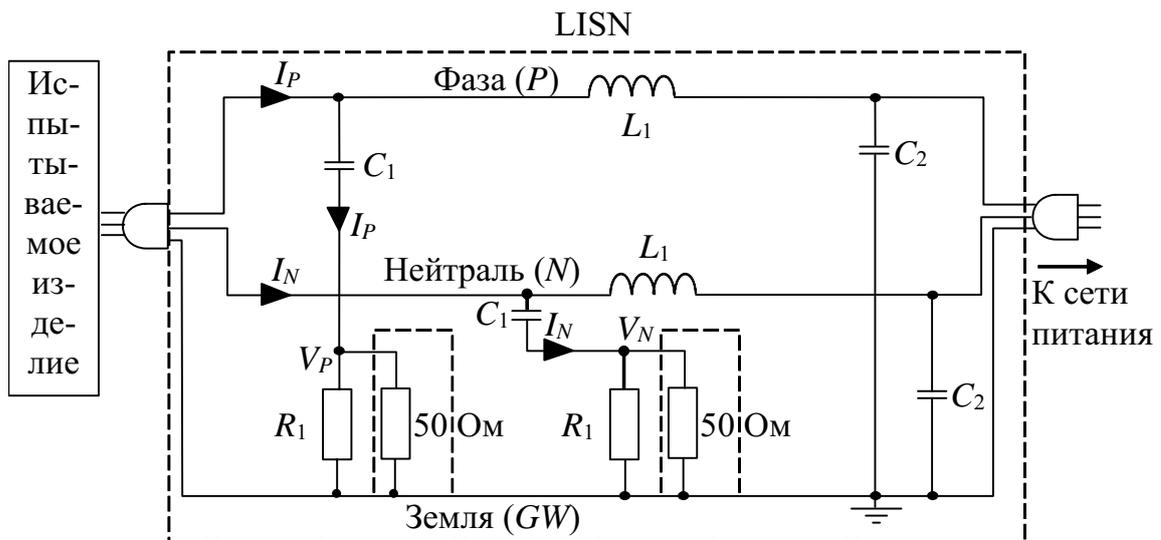


Рисунок 3.10 – Согласующее устройство (LISN) для измерения кондуктивных эмиссий

Для более полного представления о порядке измеряемых величин эмиссий от реальных изделий приведем примеры результатов измерений на соответствие требованиям по ЭМС. Излучаемые эмиссии типового цифрового устройства, измеренные в безэховой камере, показаны на рисунке 3.11. Их легко сравнить с ограничениями различных стандартов. Как видно, измерения выполняются отдельно для вертикальной и горизонтальной поляризаций.

Кондуктивные эмиссии от этого устройства, измеренные с помощью LISN на проводах фазы и нейтрали, показаны на рисунке 3.12.

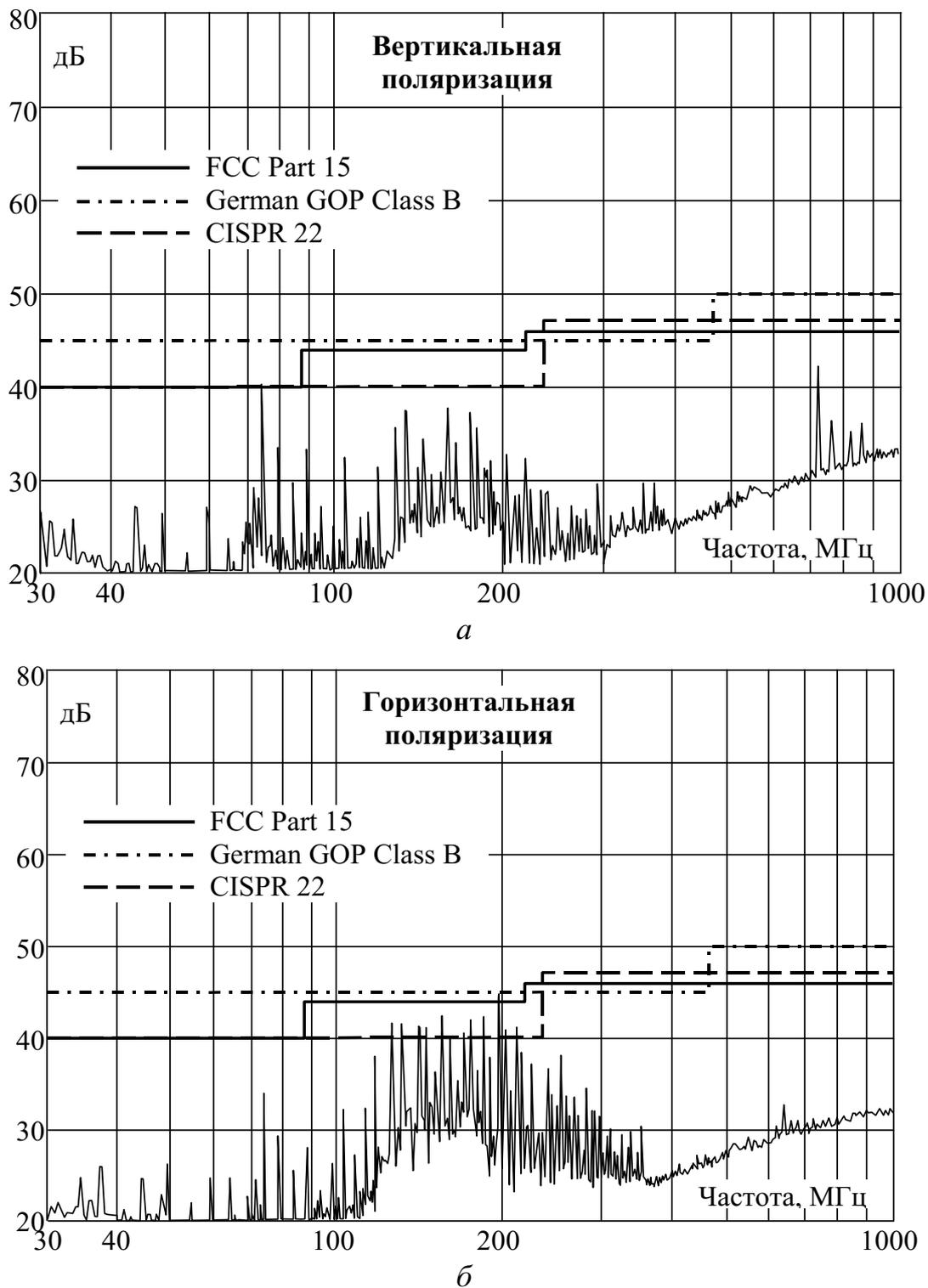


Рисунок 3.11 – Излучаемые эмиссии вертикальной (а) и горизонтальной (б) поляризации от типового цифрового устройства, измеренные в полубезэховой камере

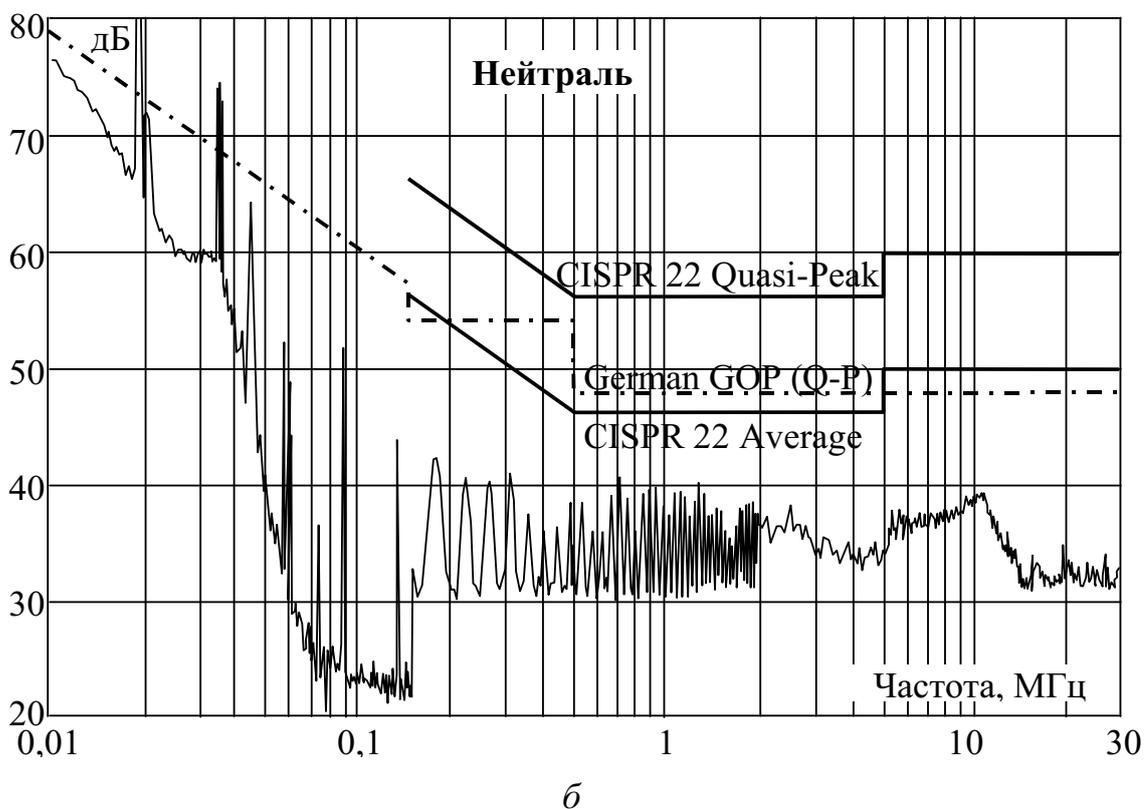
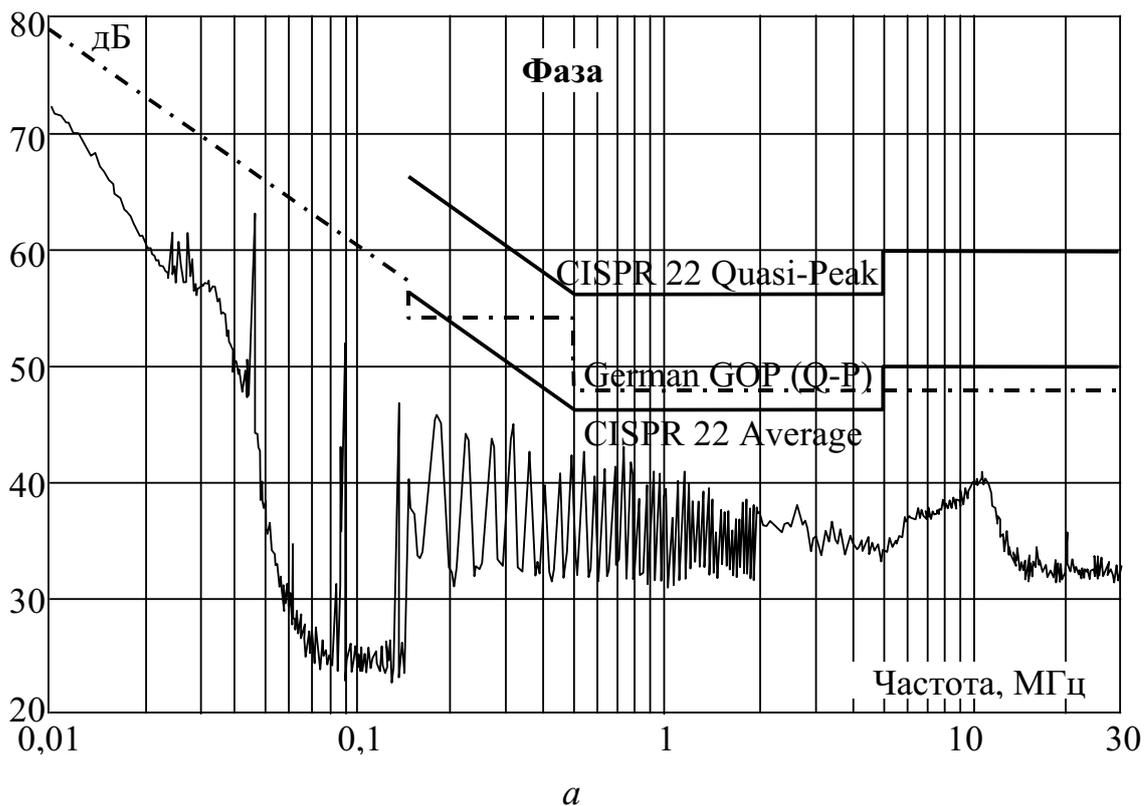


Рисунок 3.12 – Кондуктивные эмиссии, измеренные LISN, в проводах фазы (а) и нейтрали (б) от типового цифрового устройства, содержащего импульсный источник питания

Приведены ограничения стандарта CISPR 22 для разных детекторов, а также германского стандарта VDE, который отличается, в частности, тем, что требует ограничений начиная с частоты не 150, а 10 кГц.

Отметим, что иногда значения разных физических величин приводятся в децибелах без указания единицы измерения. В этих случаях полагается, что они вычислялись относительно 10^{-6} . Так, на рисунке 3.11 напряженность электрического поля (дБ) полагается относительно микровольтов на метр, а на рисунке 3.12 напряжение (дБ) полагается относительно микровольтов.

На основании рисунков 3.11, 3.12 может сложиться впечатление, что удовлетворить ограничениям стандартов по ЭМС весьма просто. Однако это впечатление обманчиво, поскольку над испытуемым изделием много поработали, чтобы довести его до приемлемого состояния. А если бы его разрабатывали, не учитывая требования ЭМС, то оно могло не соответствовать требованиям стандартов. И это подтверждает простой эксперимент (рисунок 3.13).

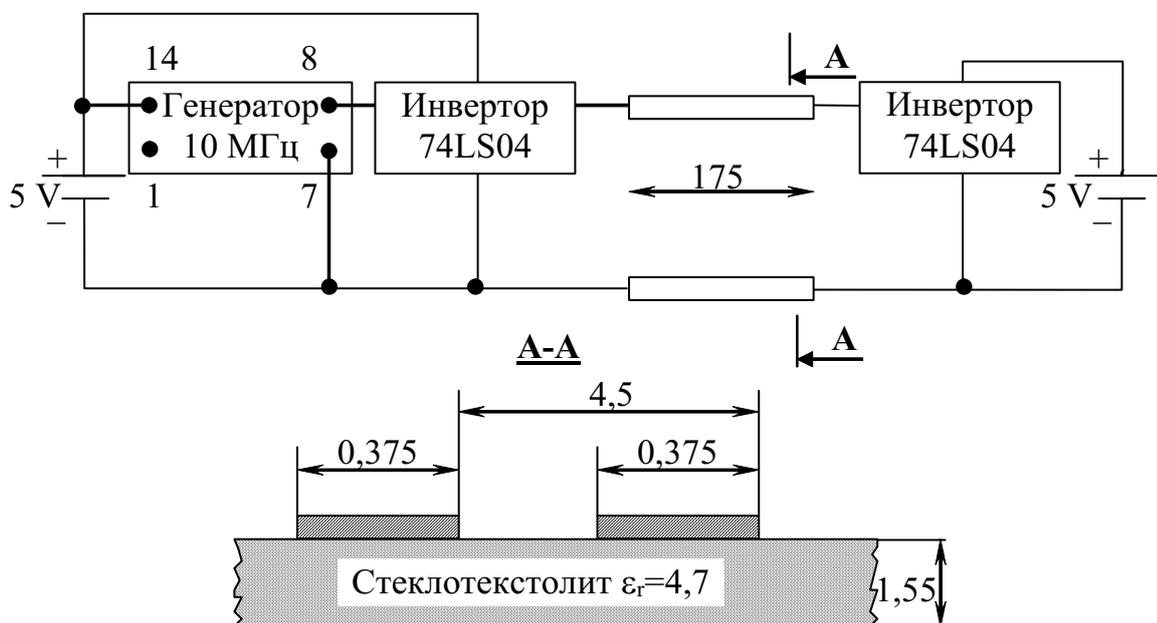


Рисунок 3.13 – Схема простого эксперимента, демонстрирующего трудность удовлетворения ограничениям на излучаемые эмиссии

Изготовлена печатная плата с парой печатных дорожек. Генератор частотой 10 МГц в корпусе DIP управляет инвертором, вы-

ход которого подсоединен к одному концу этой пары дорожек, а ко второму её концу подсоединен такой же инвертор. Схема запитывается двумя небольшими автономными источниками питания из батареи 9 В и стабилизатора 7805 на 5 В.

Результаты измерений излучаемых устройством эмиссий показаны на рисунке 3.14.

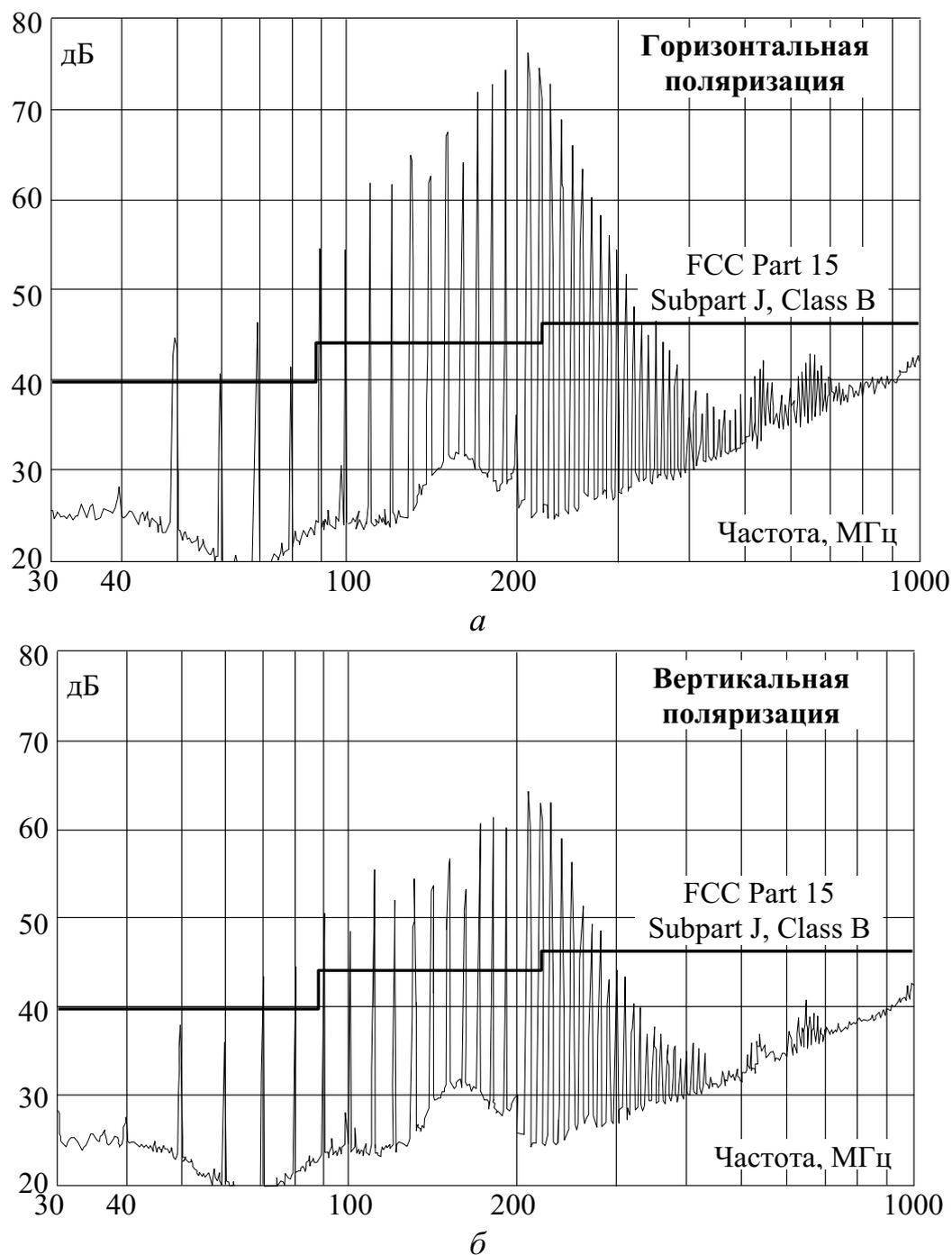


Рисунок 3.14 – Излучаемые эмиссии вертикальной (а) и горизонтальной (б) поляризации от устройства на рисунке 3.13, измеренные в полубезэховой камере

Как видно, излучения горизонтальной поляризации превышают ограничения стандарта FCC для изделий класса В на 30 дБ! Несмотря на то что плата размещена горизонтально, излучения вертикальной поляризации также превышают ограничения, но только на 15 дБ. Отметим, что рассмотренный эксперимент является самым простым приближением реальной разводки печатных плат, но даже в этом случае ограничения стандарта сильно превышены, что показывает, как нелегко удовлетворить требования ЭМС.

4 НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

4.1 Причины обострения проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств

Рассмотрим проблему ЭМС радиоэлектронных средств (РЭС) по материалам работы [8]. Проблема весьма сложна и здесь дается лишь общее представление о ней. Тем не менее математическая сторона появления нелинейных искажений будет показана.

Основные причины обострения проблемы ЭМС РЭС обусловлены ростом числа и плотности размещения РЭС, а также техническим несовершенством передатчиков и приёмников.

Действительно, динамика роста *количества* РЭС наземных подвижных радиослужб в различных странах весьма велика. Например, в США подвижные службы радиосвязи в 1950 г. насчитывали около 0,1 млн передатчиков, в 1970 г. их стало 3,3 млн, а в 1975 г. – 5,8 млн. В Великобритании число передатчиков наземных подвижных радиослужб за 1960–1970 гг. увеличилось в 5 раз, а в ФРГ – в 7 раз. Растет не только количество, но и *плотность* размещения РЭС. Так, значительная их часть находится в больших городах, т. е. на малой территории. Общее число РЭС в районе крупных административных центров может достигать сотен тысяч. На ряде объектов располагается очень много РЭС в очень малом пространстве. Так, в радиопередающих центрах может быть установлено до 100 радиопередатчиков различных диапазонов и мощностей, на самолетах и небольших кораблях – несколько десятков, а на авианосцах – несколько сотен. Из-за того что РЭС в этих условиях находятся на малых расстояниях друг от друга, их взаимное влияние оказывается особенно сильным.

Техническое несовершенство передатчиков проявляется в том, что в спектрах их излучений, кроме основного, могут присутствовать нежелательные – внеполосные и побочные. К внеполосным относятся излучения, возникающие в процессе модуляции сигнала

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

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

частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма.

4.2 Аналитическое определение эффектов нелинейного преобразования сигналов при тестовых воздействиях

4.2.1 Отклик нелинейной цепи на тестовые воздействия

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

$$i = f(u), \quad (4.1)$$

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

$$u = U_0 + u_{\sim} = U_0 + U_1 \cos \alpha_1 + U_2 \cos \alpha_2, \quad (4.2)$$

где

$$\alpha_1 = \omega_1 t + \varphi_1; \quad \alpha_2 = \omega_2 t + \varphi_2. \quad (4.3)$$

Входящие в эти выражения величины U_0 , U_1 , U_2 , φ_1 и φ_2 могут быть как постоянными, так и переменными, а α_1 и α_2 в общем случае независимые переменные.

Определим спектральный состав тока нелинейного элемента. Для этого характеристику нелинейного элемента разложим в ряд Тейлора:

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \frac{d^n f(U_0)}{dU_0^n} u_{\sim}^n. \quad (4.4)$$

Для сокращения преобразований предел суммирования ограничим значением $n = 3$.

В таком случае выражение для тока нелинейного элемента принимает вид

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

Раскрывая скобки и применяя формулы

$$\begin{aligned}
\cos^2 \alpha &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha, \\
\cos^3 \alpha &= \frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha,
\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
i &= f(U_0) + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1^2 + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_2^2 + \\
&+ \left(\frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \right) \cos \alpha_1 + \\
&+ \left(\frac{df(U_0)}{dU_0} U_2 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2 U_1^2 \right) \cos \alpha_2 + \\
&+ \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1^2 \cos 2\alpha_1 + \frac{1}{4} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_2^2 \cos 2\alpha_2 + \\
&+ \frac{1}{24} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 \cos 3\alpha_1 + \frac{1}{24} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_2^3 \cos 3\alpha_2 + \\
&+ \frac{1}{2} \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_1 U_2 \cos(\alpha_1 \pm \alpha_2) + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \cos(\alpha_1 \pm 2\alpha_2) + \\
&+ \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^2 U_2 \cos(2\alpha_1 \pm \alpha_2). \tag{4.5}
\end{aligned}$$

Выражение (4.5) определяет спектр тока нелинейного элемента. Первые три слагаемых этого выражения определяют постоянную составляющую тока, остальные – его косинусоидальные компоненты. Как видно, в результате нелинейного взаимодействия сигналов спектр тока на выходе нелинейного элемента существенно обогатился. Переходя в формуле (4.5) от углов к частотам, обнаружим, что наряду с исходными колебаниями с частотами f_1 и f_2 на выходе нелинейного элемента присутствуют компоненты тока с частотами $2f_1, 3f_1, 2f_2, 3f_2, |f_1 \pm f_2|, |f_1 \pm 2f_2|, |2f_1 \pm f_2|$. В общем случае, если не ограничивать верхний предел суммирования в равенстве (4.4), при нелинейном воздействии двух сигналов с частотами f_1 и f_2 на выходе усилителя возникнут комбинационные частоты вида

$$f_{\text{ком}} = |P_1 f_1 \pm P_2 f_2|, \quad (4.6)$$

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

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

$$D = 20 \lg \frac{I_{f_{\text{к}}}}{I_f}, \quad (4.7)$$

где $I_{f_{\text{к}}}$ – амплитуда комбинационного компонента; I_f – амплитуда основного (полезного) компонента.

4.2.2 Нелинейные искажения огibaющей входного напряжения

Предположим, что воздействующие на нелинейный элемент колебания имеют амплитудную модуляцию, тогда получим сигнал в виде

$$i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} = \left(\begin{array}{l} \frac{df(U_0)}{dU_0} U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1^3 + \\ + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_1 U_2^2 \end{array} \right) \cos(\omega_1 t + \varphi_1). \quad (4.8)$$

Из этого выражения следует, что на входе устройства, кроме основного сигнала (первое слагаемое) и его искаженной формы (второе слагаемое), имеется сигнал, амплитуда которого изменяется по закону модуляции помехи с несущей частотой ω_2 (третье слагаемое).

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

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{01} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t), \\ U_2 &= U_{02} (1 + m_2 \cos \Omega_2 t). \end{aligned} \quad (4.9)$$

Используя формулы (4.9) для раскрытия выражения (4.8), получаем

$$\begin{aligned} i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} &= \left[\frac{df(U_0)}{dU_0} U_{01} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{02} (1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^3 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{01} (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) U_{02}^2 (1 + m_2 \cos \Omega_2 t)^2 \right] \times \\ &\quad \times \cos(\omega_1 t + \varphi_1). \end{aligned} \quad (4.10)$$

После элементарных преобразований, заключающихся в возведении скобок в степень, разложении квадратичных и кубических членов на члены с кратными углами, перемножении членов и суммирования составляющих тока с одинаковыми аргументами, выражение (4.10) принимает вид

$$\begin{aligned} i_{(\omega_1 t + \varphi_1)} &= \left[I_0 + I_{\Omega_1} \cos \Omega_1 t + I_{2\Omega_1} \cos 2\Omega_1 t + I_{3\Omega_1} \cos 3\Omega_1 t + \right. \\ &\quad \left. + I_{\Omega_2} \cos \Omega_2 t + I_{2\Omega_2} \cos 2\Omega_2 t + I_{(\Omega_1 \pm \Omega_2)} \cos(\Omega_1 \pm \Omega_2) t + \right. \\ &\quad \left. + I_{(\Omega_1 \pm 2\Omega_2)} \cos(\Omega_1 \pm 2\Omega_2) t \right] \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \end{aligned} \quad (4.11)$$

где

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

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

$$I_{2\Omega_1} = \frac{3}{16} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} m_1^2 U_{01}^3; \quad I_{3\Omega_1} = \frac{1}{32} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} m_1^3 U_{01}^3;$$

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

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

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

Сумма членов, записанных в квадратных скобках выражения (4.11), представляет собой спектр огибающей. Первые два члена определяют полезный сигнал, остальные члены – продукты нелинейных искажений огибающей кривой входного напряжения. Количественно уровень нелинейных искажений для рассматриваемого случая можно оценить формулой

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

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

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

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

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

Составляющие спектра огибающей с частотами Ω_2 , $2\Omega_2$, $\Omega_1 \pm \Omega_2$, $\Omega_1 \pm 2\Omega_2$ могут присутствовать лишь при одновременном действии сигнала и помехи, т. е. при $U_{01} \neq 0$ и $U_{02} \neq 0$. Эти составляющие являются продуктами перекрестных искажений, действие которых оценивают коэффициентом перекрестных искажений

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

который обычно заменяют приближенным выражением

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

4.2.3 Подавление слабого сигнала сильным (блокирование)

Блокирование – это нелинейное преобразование, которое состоит в том, что при прохождении сложного сигнала через нелинейный элемент соотношение амплитуд его гармонических составляющих на входе нелинейного элемента изменяется в пользу составляющей с наибольшей амплитудой. Если, например, входной сигнал (4.2) представляет сумму двух косинусоидальных колебаний, где $U_2 > U_1$, то в составе выходного сигнала (4.5) нелинейного элемента будут компоненты с частотами ω_1 и ω_2 , амплитуды которых I_{ω_1} и I_{ω_2} удовлетворяют условию

$$\frac{I_{\omega_2}}{I_{\omega_1}} > \frac{U_2}{U_1}. \quad (4.12)$$

Действительно, из выражения (4.5) следует, что

$$I_{\omega_1} = \frac{df(U_0)}{dU_0}U_1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}U_1^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}U_1U_2^2,$$

$$I_{\omega_2} = \frac{df(U_0)}{dU_0}U_2 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}U_2^3 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3}U_2U_1^2.$$

Отсюда

$$\frac{I_{\omega_2}}{I_{\omega_1}} = \frac{U_2}{U_1} \frac{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_2^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_1^2}{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_1^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_2^2}.$$

Предположим, что $\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} / \frac{df(U_0)}{dU_0} < 0$, т. е. производные

имеют разные знаки. Тогда при $U_2 > U_1$ справедливо неравенство

$$\frac{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_2^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_1^2}{1 + \frac{1}{8} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_1^2 + \frac{1}{4} \frac{d^3 f(U_0)}{df(U_0)} \frac{dU_0^3}{dU_0} U_2^2} U_2^2 > 1 \quad (4.13)$$

и, следовательно, условие (4.12) выполняется, т. е. имеет место подавление слабого сигнала сильным.

Очевидно, что при $U_1 > U_2$ неравенство (4.13) изменяется на обратное, а условие (4.12) превращается в условие

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

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

Это явление может быть описано характеристикой подавления, которой называется зависимость амплитуды слабого сигнала на выходе нелинейного элемента от амплитуды сильного сигнала на выходе этого элемента. Так, для рассмотренного случая, когда

$U_2 > U_1$ и $\frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} \bigg/ \frac{df(U_0)}{dU_0} < 0$, характеристика подавления имеет вид

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

4.3 Способы обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств

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

ЭМС на уровне *цепей и узлов* обеспечивают главным образом конструкторско-технологическими способами, включающими выбор элементной базы, рациональную компоновку элементов, постановку экранов и фильтров, защищающих от нежелательного проникновения излучений от цепи к цепи, от узла к узлу и воздействия внешних излучений на цепи и узлы.

ЭМС на уровне *устройств* (передатчиков, приёмников, антенн) обеспечивают схемотехническими методами (выбором элементной базы, схем, режимов), следуя принципу «не излучать и не

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

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

частотные – изменение частоты настройки передатчика или приёмника;

амплитудные – пространственный разнос передатчиков и приёмников; использование направленных антенн; использование поляризационных свойств антенн; улучшение избирательных свойств выходных цепей передатчика и избирательных свойств приёмника;

временные – временная селекция; сокращение времени излучений; применение импульсных режимов работы; временная синхронизация работы РЭС; временная регламентация.

5 НЕИДЕАЛЬНОЕ ПОВЕДЕНИЕ КОМПОНЕНТОВ

5.1 Суть проблемы

Важной проблемой в обеспечении ЭМС является неидеальное поведение пассивных, а также активных компонентов. До сих пор существует тенденция представлять поведение компонентов идеальным. Но для эффективного учёта ЭМС при проектировании совокупность правил идеального поведения компонентов должна дополняться осознанием их реального поведения. Например, чтобы отвести ток частотой 100 МГц от кабеля, где он будет эффективно излучаться, можно подключить между сигнальным и обратным проводами в месте выхода кабеля из устройства конденсатор ёмкостью 100 пФ. Если это уменьшает излучаемые эмиссии, но не настолько, чтобы пройти испытания, то можно предположить, что замена 100 пФ на 1000 пФ даст уменьшение ещё на 20 дБ. Но к сожалению, конденсатор ёмкостью 1000 пФ будет вести себя на частоте 100 МГц как индуктивность и излучаемые эмиссии скорее всего возрастут. Кроме того, должное поведение даже конденсатора ёмкостью 100 пФ не гарантируется, так как определяется длиной его выводов, которая может значительно уменьшить частоту собственного резонанса конденсатора. Поэтому важно понимать реальное поведение компонентов (резисторов, конденсаторов, дросселей и т. д.) в зависимости от частоты, температуры, тока или напряжения.

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

5.2 Резисторы

Идеальный резистор имеет импеданс, не зависящий от частоты (рисунок 5.1). Однако у реальных резисторов два вывода, влияние которых в первом приближении описывается последовательной индуктивностью L_B и паразитной ёмкостью C_{Π} между ними, включенной параллельно сопротивлению R . Это существенно изменяет поведение импеданса резистора, которое сохраняется резистивным лишь на низких частотах, становясь затем ёмкостным, а после частоты собственного резонанса индуктивным (рисунок 5.2).

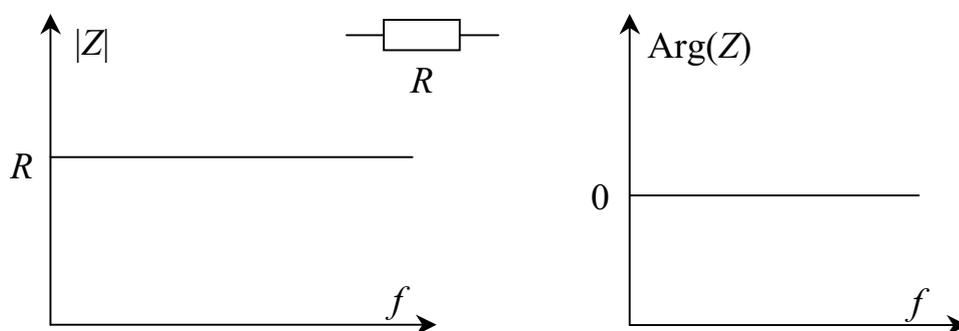


Рисунок 5.1 – Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеального резистора

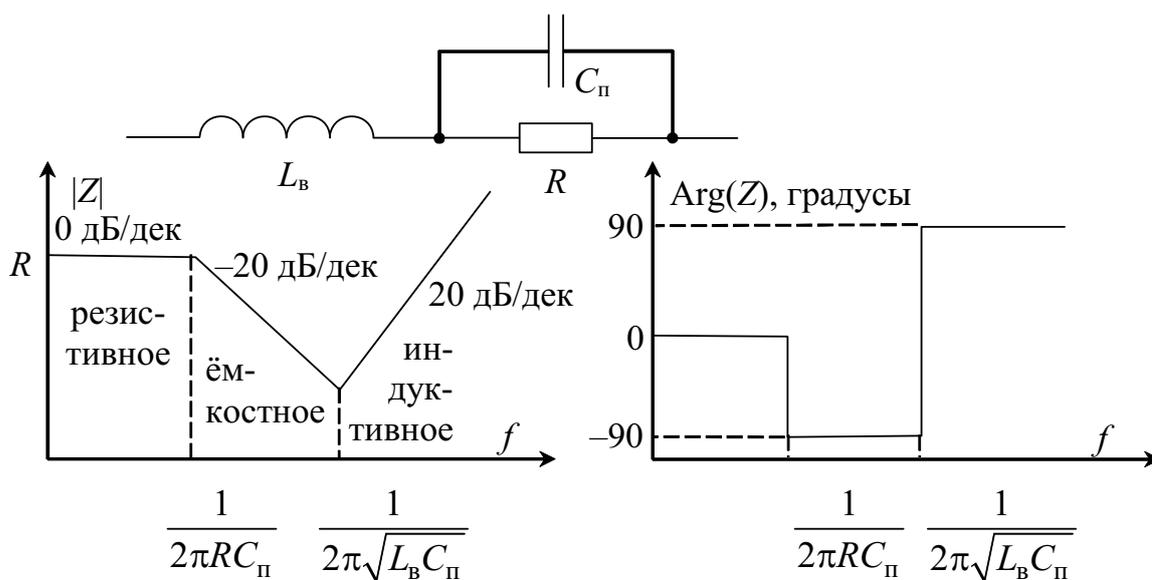


Рисунок 5.2 – Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реального резистора

Измерив или вычислив значения элементов эквивалентной схемы реального резистора, можно получить более точные частотные характеристики. Результаты моделирования в SPICE для $L_B = 14$ нГн, $C_{\Pi} = 1,2$ пФ, $R = 1,05$ кОм показаны на рисунке 5.3, а результаты измерений соответствующего этим параметрам углеродистого резистора с длиной выводов 6 мм показаны на рисунке 5.4.

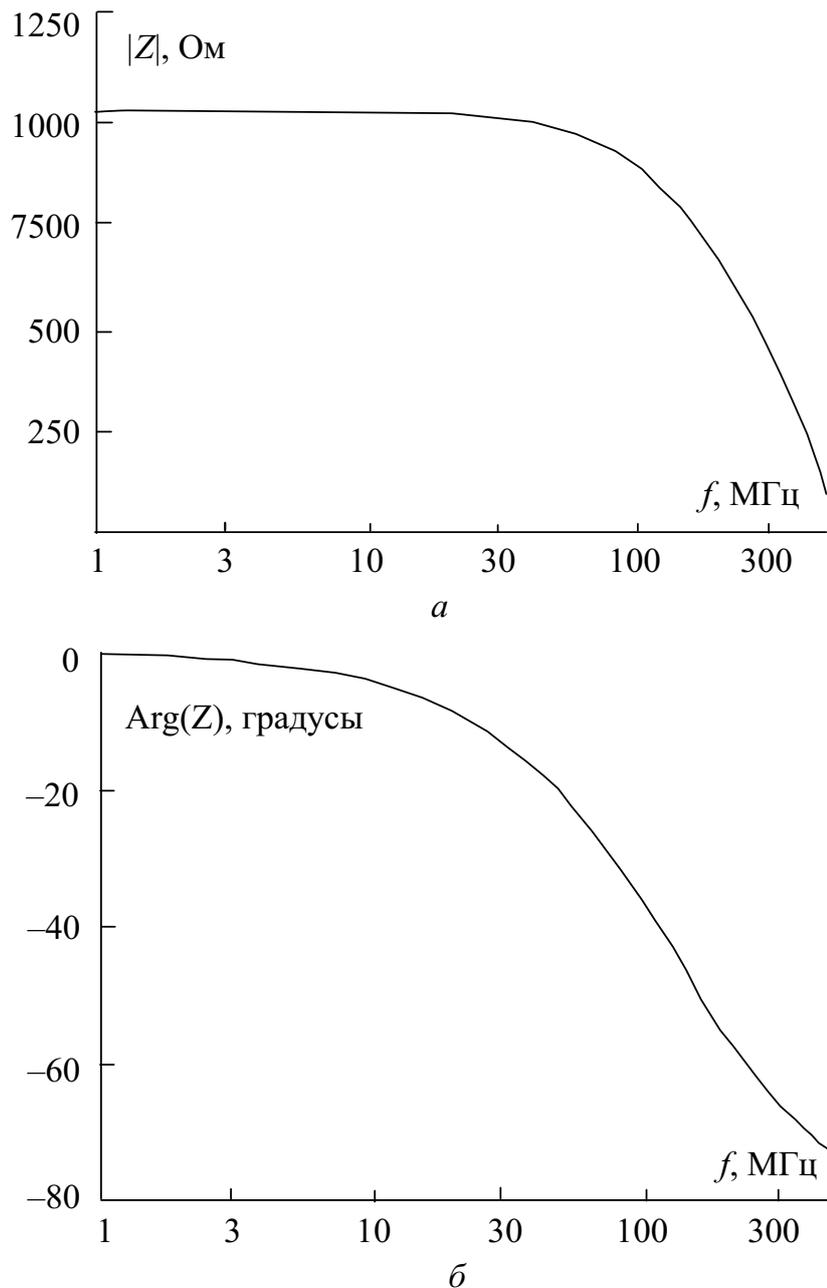


Рисунок 5.3 – Смоделированные частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) импеданса углеродистого резистора

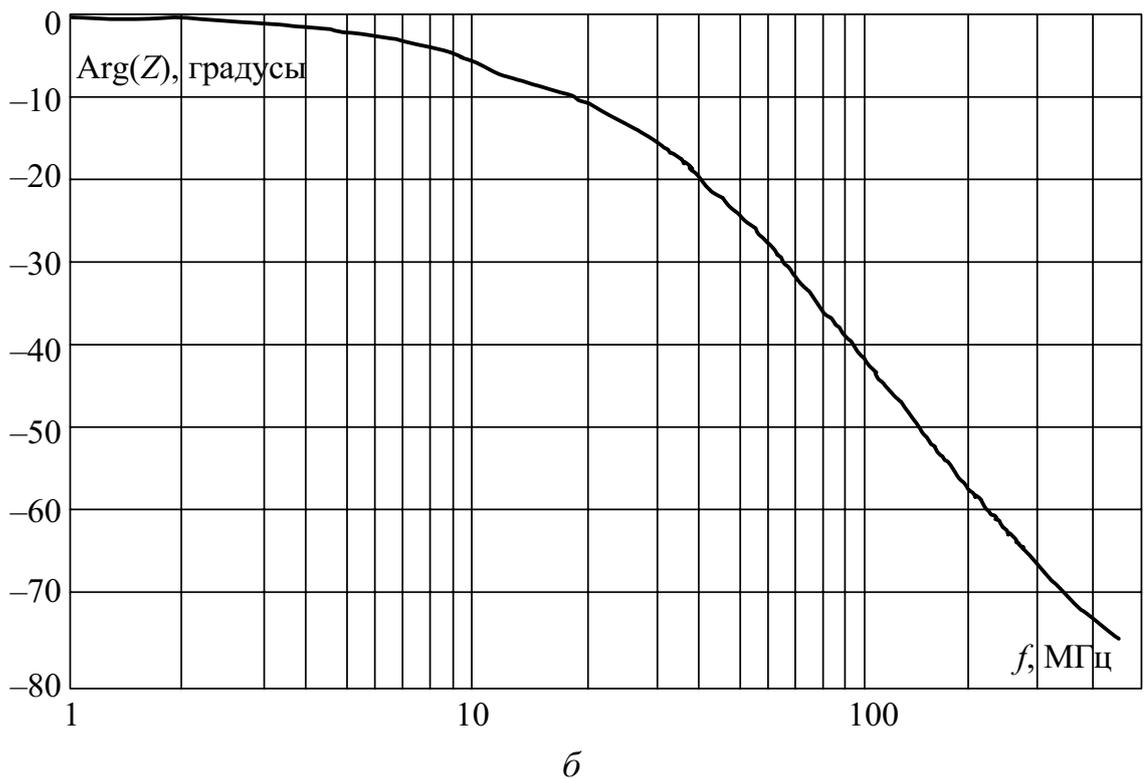
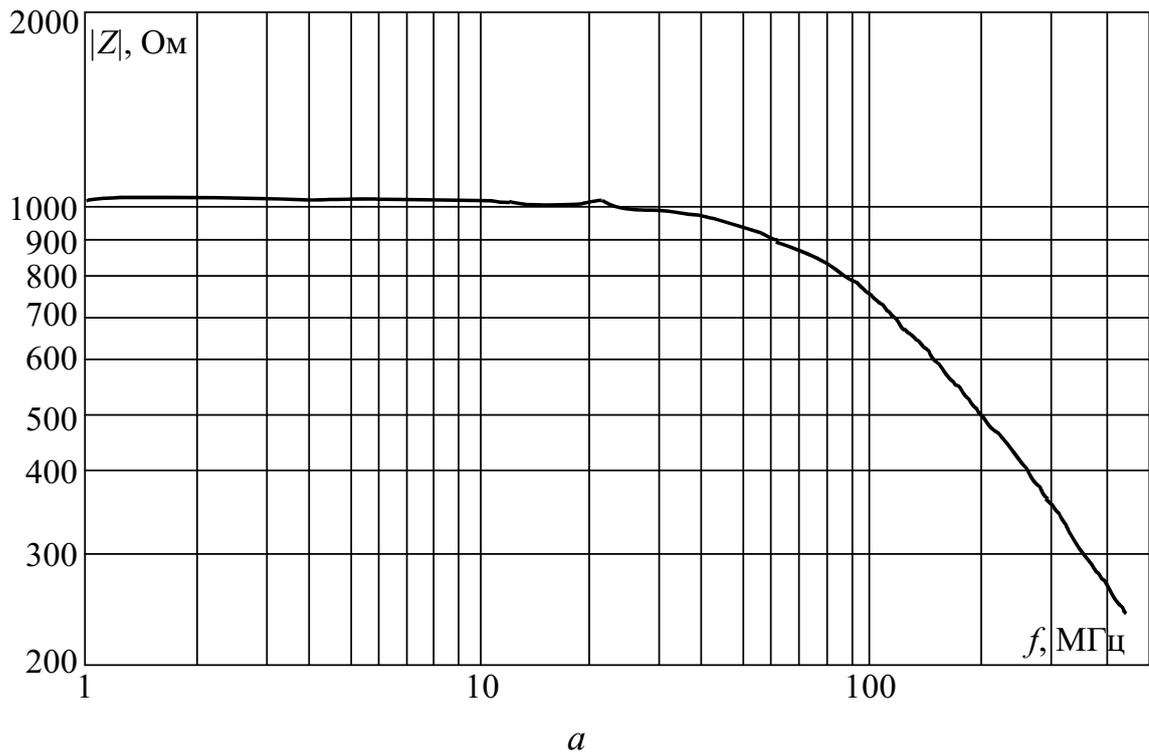


Рисунок 5.4 – Измеренные частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) импеданса углеродистого резистора

Зависимости не доходят до частоты собственного резонанса резистора, однако очевиден значительный спад импеданса за счёт шунтирования килоомного резистора паразитной ёмкостью всего

в пикофараду. Для предотвращения резких изменений импеданса в общем случае желательно, чтобы резонансная частота резистора намного превышала рабочую частоту схемы.

5.3 Конденсаторы

Поведение идеального конденсатора проиллюстрировано на рисунке 5.5. Однако реальные конденсаторы имеют обкладки и выводы, влияние которых в первом приближении описывается индуктивностью L_B и сопротивлением R_{Π} , включенными последовательно с ёмкостью C . Это существенно изменяет поведение импеданса конденсатора, которое остаётся ёмкостным лишь до частоты собственного резонанса, а после неё становится индуктивным (рисунок 5.6).

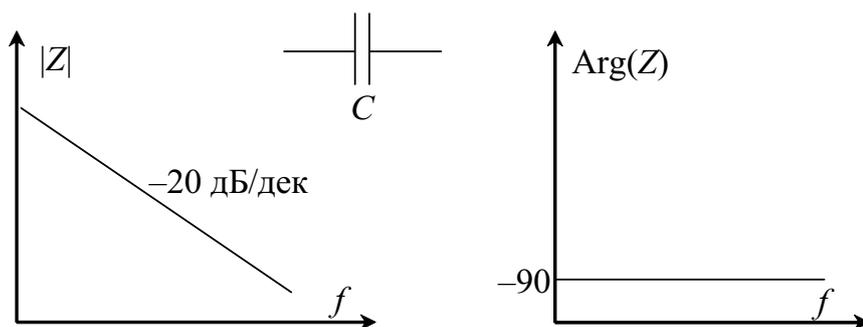


Рисунок 5.5 – Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеального конденсатора

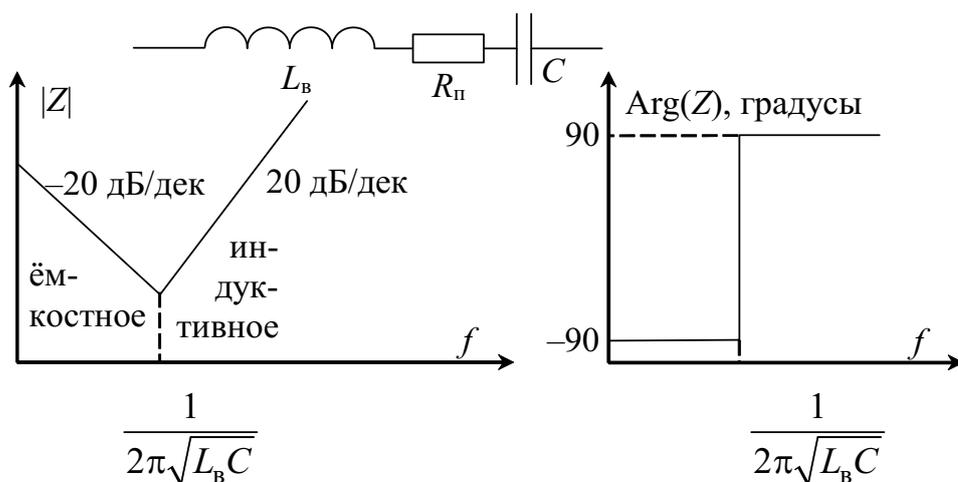


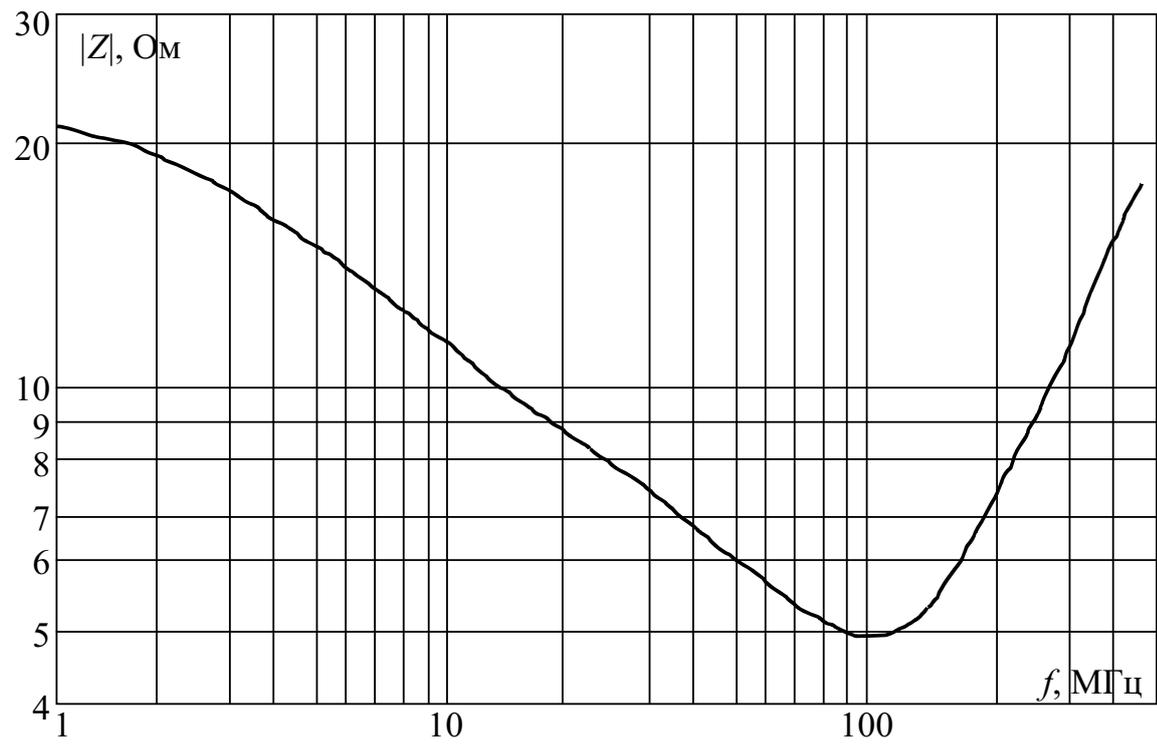
Рисунок 5.6 – Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реального конденсатора

Необходимо отметить, что неидеальное поведение конденсатора может давать неожиданные результаты после изменения его типа, номинала, длины выводов или частоты сигнала. Поэтому весьма полезно моделирование или измерение импеданса реальных конденсаторов в интересующем диапазоне частот.

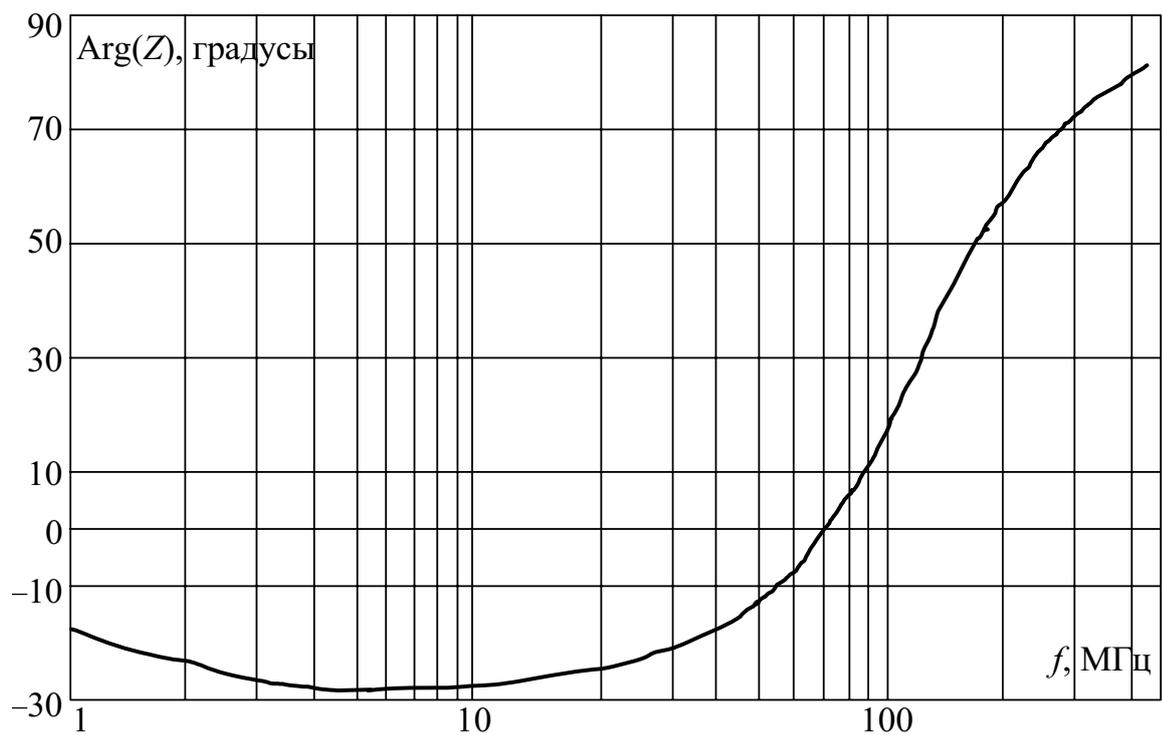
Примеры измеренных частотных характеристик танталового конденсатора ёмкостью 0,15 мкФ с короткими выводами и выводами длиной 12 мм показаны на рисунках 5.7 и 5.8 соответственно. На них видно, что поведение реального конденсатора действительно имеет ёмкостный характер только до его резонансной частоты. Сравнение обоих рисунков показывает, что укорочение выводов конденсатора значительно увеличивает его резонансную частоту, от 10 до 100 МГц. Если, например, изменение частоты сигнала от 10 до 100 МГц дает для конденсатора с короткими выводами уменьшение ёмкостного импеданса примерно от 10 до 5 Ом (не в 10 раз, как для идеального конденсатора), то для того же конденсатора с длинными выводами импеданс будет уже не ёмкостным, а индуктивным и увеличится от 2 до 10 Ом (в 5 раз, т. е. близко к идеальной индуктивности).

Показательно сравнение частотных зависимостей импедансов реальных конденсаторов разных номиналов, марок и длин трасс на печатной плате (рисунок 5.9) [14].

Как правило, резонансная частота конденсатора должна значительно превышать рабочую частоту схемы. Для конденсаторов с высокой ёмкостью достичь этого довольно трудно. Одно из простых и широко применяемых решений этой задачи заключается в подсоединении небольших высококачественных конденсаторов параллельно крупным конденсаторам. Такой метод способствует также компенсации возрастающего последовательного сопротивления по мере старения оксидного конденсатора и тем самым поддержанию фильтрующей эффективности схемы.

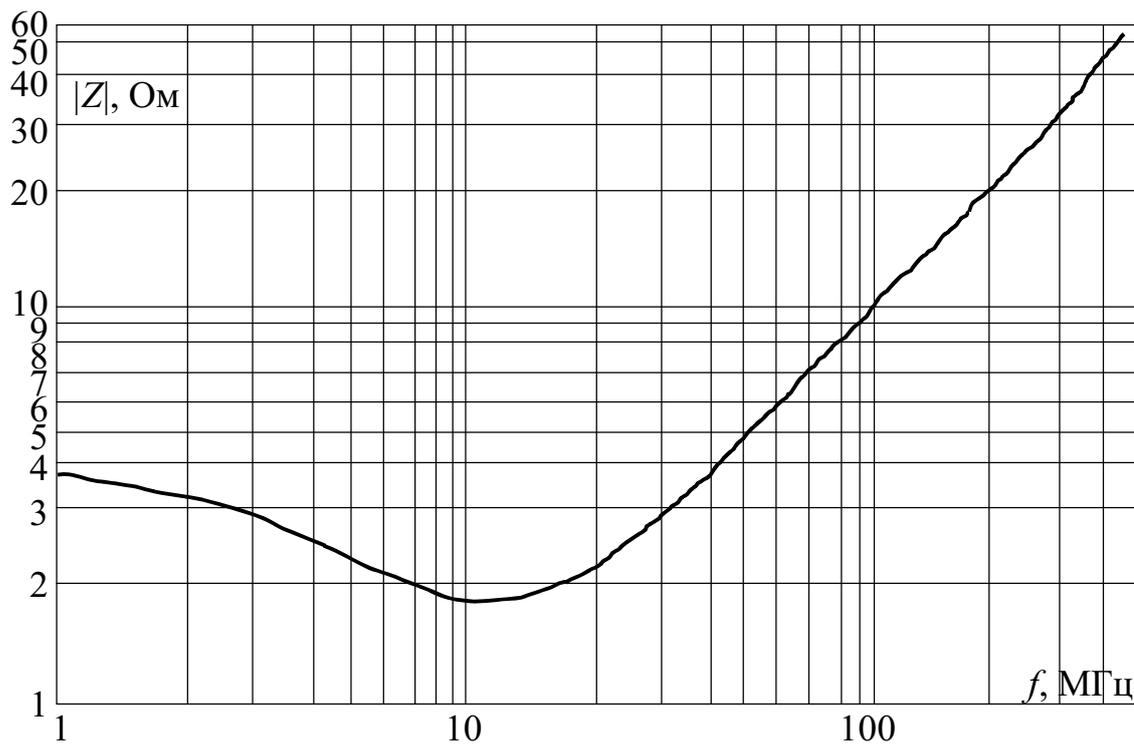


a

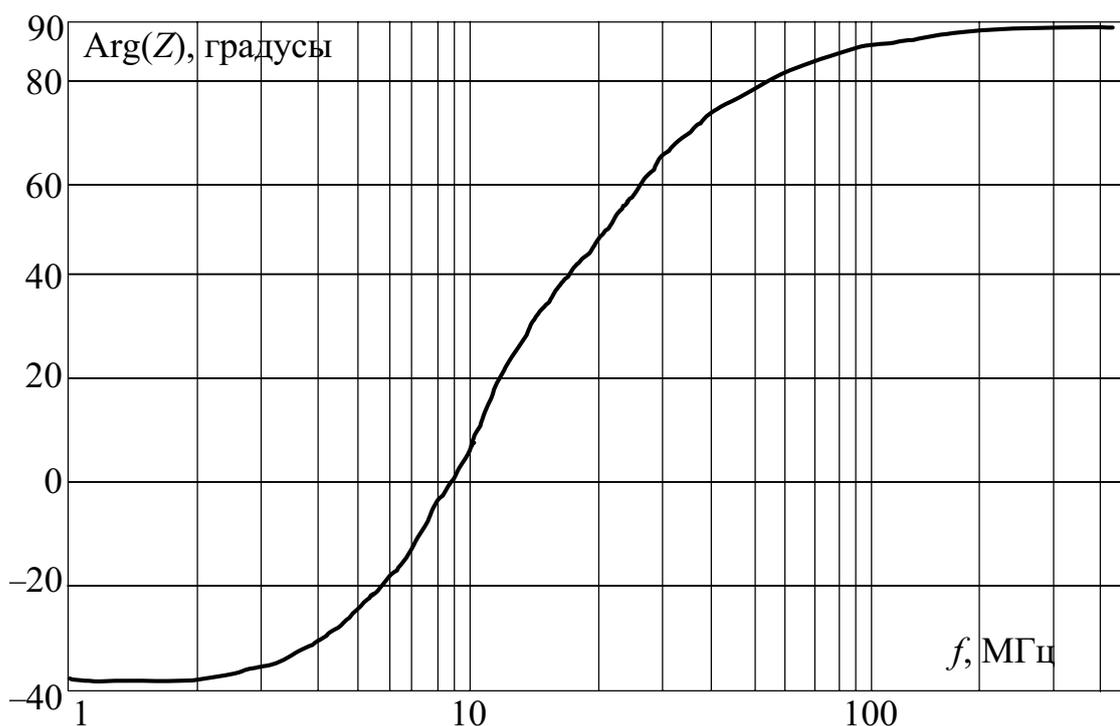


б

Рисунок 5.7 – Измеренные частотные зависимости модуля (*a*) и фазы (*б*) импеданса танталового конденсатора 0,15 мкФ с короткими выводами



a



б

Рисунок 5.8 – Измеренные частотные зависимости модуля (*a*) и фазы (*б*) импеданса танталового конденсатора 0,15 мкФ с выводами длиной 12 мм

Паразитная индуктивность выводов дополнительно компенсируется в чиповых конденсаторах специальной конструкции LICA (Low Inductance Chip Arrays) (рисунок 5.10). В них путь тока минимизирован, что уменьшает собственную индуктивность. Ток, вытекающий из положительной пластины, возвращается в противоположном направлении вдоль соседней отрицательной пластины, что уменьшает взаимную индуктивность. Чередуются и пластины, и выводы.

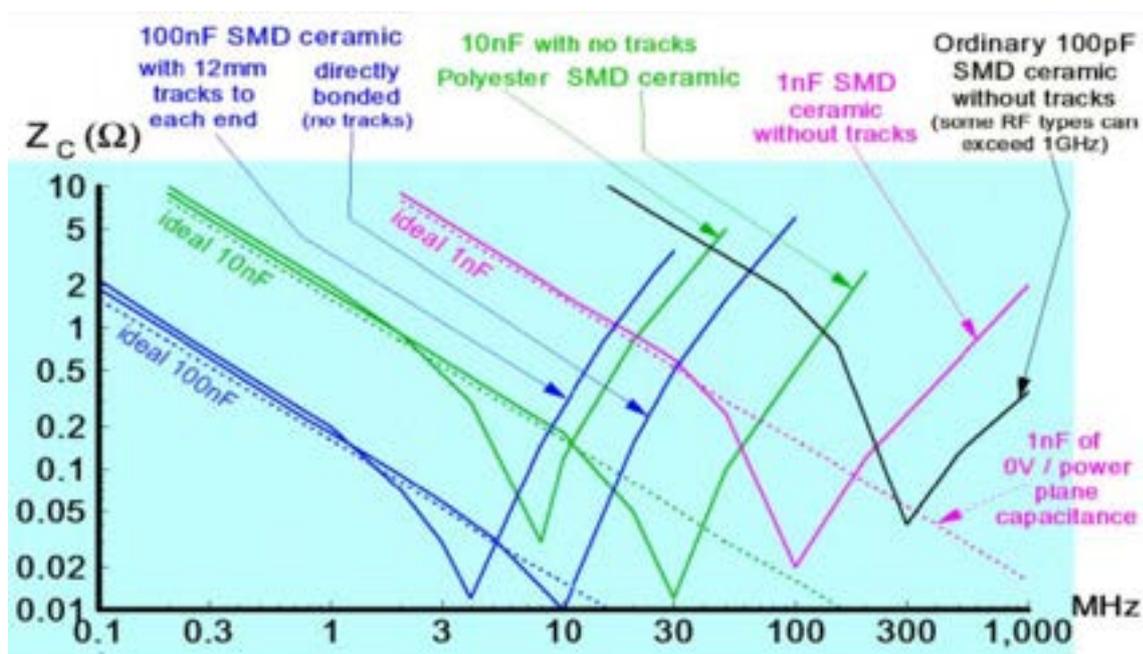


Рисунок 5.9 – Сравнение частотных зависимостей импедансов реальных конденсаторов

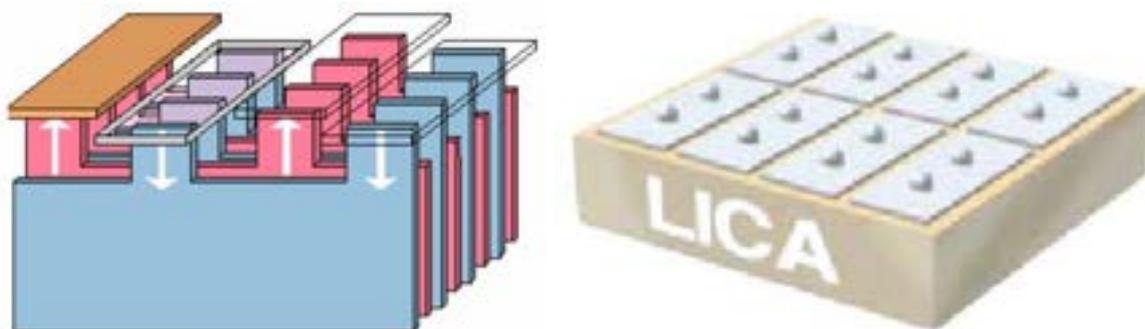


Рисунок 5.10 – Конструкция и внешний вид конденсатора LICA

Фильтрацию СВЧ-помех осуществляют проходными конденсаторами. Они представляют собой короткую коаксиальную линию передачи. Её внешний цилиндр часто имеет резьбу и вкручивается в отверстие в стенке корпуса, обеспечивая отсутствие зазоров и щелей. Центральный проводник проходит насквозь в корпус, соединяясь внутри цилиндра с большим числом дисков, чередующихся с дисками, соединенными с цилиндром. В результате образуется большая емкость на «землю» с проходом проводника внутрь корпуса, например для подачи питания.

5.4 Индуктивности

Поведение идеальной индуктивности проиллюстрировано на рисунке 5.11. Однако в реальных конструкциях могут существенно сказываться резистивные потери в проводнике, описываемые включением последовательно индуктивности L сопротивления потерь $R_{\text{п}}$.

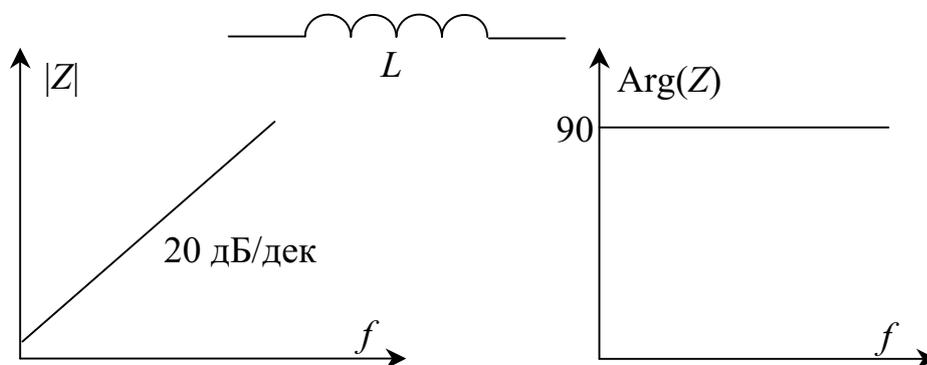


Рисунок 5.11 – Частотные зависимости модуля и фазы импеданса идеальной индуктивности

Кроме того, близкое расположение многочисленных витков проводника описывается в первом приближении паразитной ёмкостью $C_{\text{п}}$. Это существенно изменяет результирующий импеданс, который растёт и остаётся индуктивным лишь до частоты собственного резонанса реальной индуктивности, а затем становится ёмкостным и уменьшается (рисунок 5.12).

Более точные частотные характеристики можно получить измерениями. В качестве примера результаты измерений импеданса реальной катушки индуктивности величиной 1,2 мкГн с минимальной длиной выводов показаны на рисунке 5.13. Видно, что ее импеданс растет только до частоты резонанса около 110 МГц, а после уменьшается. Такое поведение также может давать неожиданные результаты. Например, аналогичная катушка, но с большей индуктивностью может вовсе не увеличить импеданс на заданной частоте, поскольку частота резонанса при этом уменьшится и может оказаться меньше частоты сигнала.

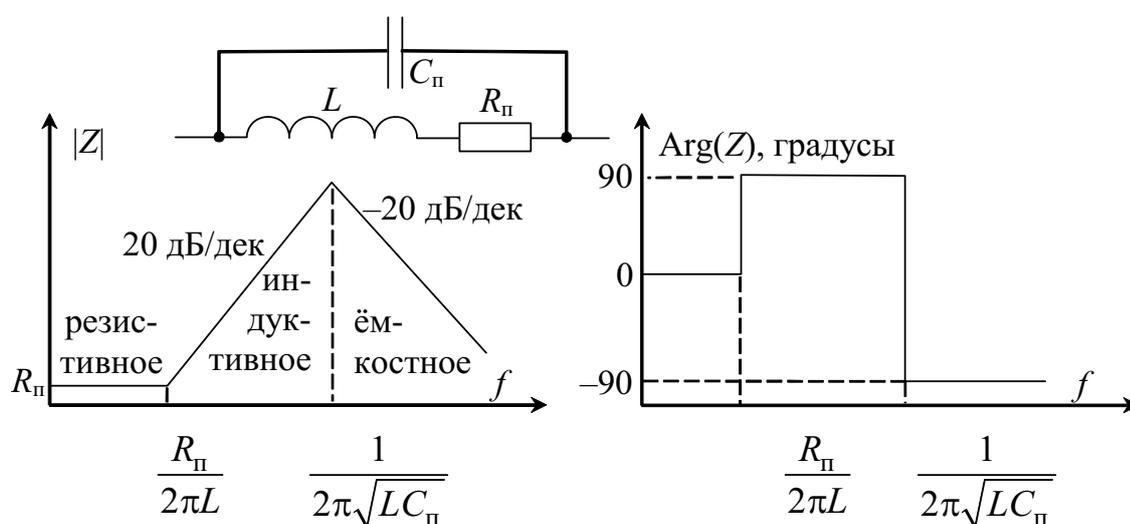
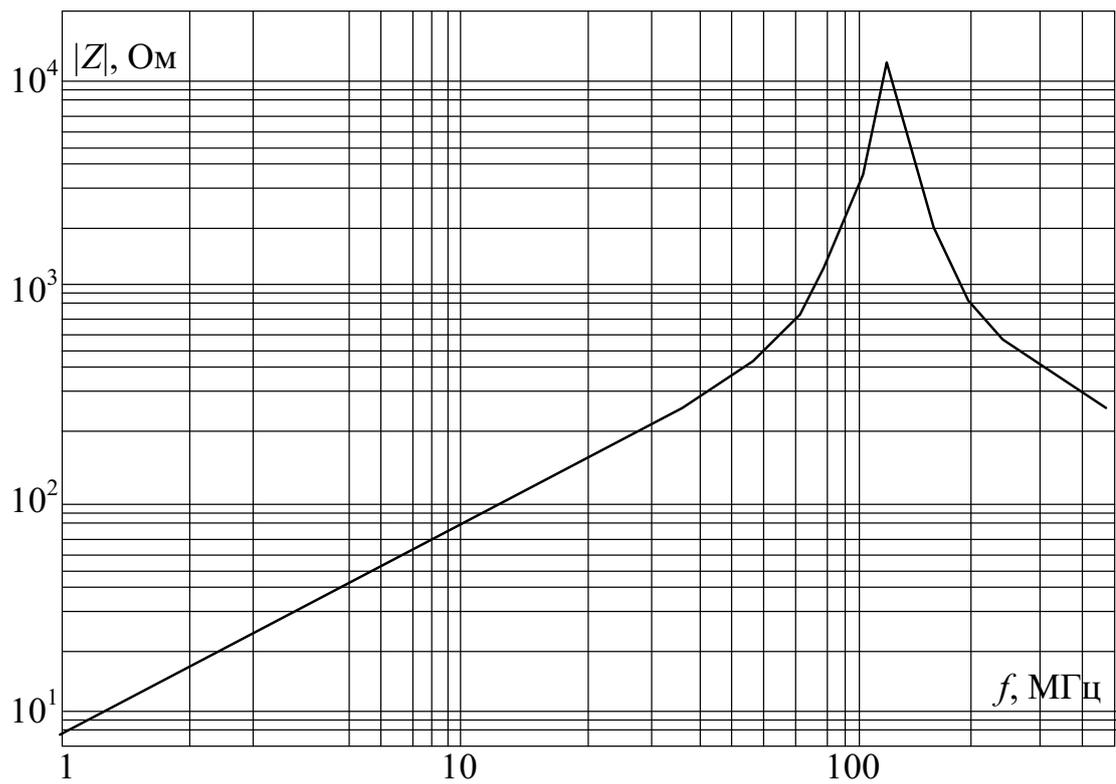
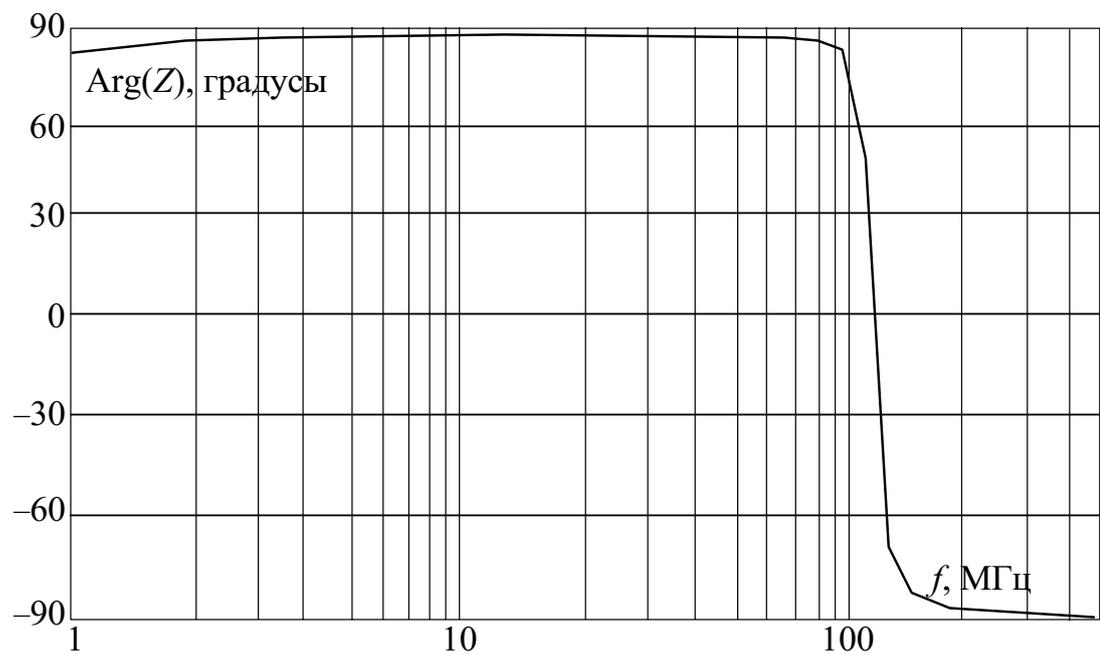


Рисунок 5.12 – Упрощённая эквивалентная схема и приближённые частотные зависимости модуля и фазы импеданса реальной индуктивности

Существуют и другие проявления неидеального поведения индуктивных компонентов. Некоторые из них связаны с сердечником. Например, неэкранированные катушки индуктивности с незамкнутым магнитопроводом сердечника являются антеннами для магнитных полей. Большие токи насыщают сердечник, что приводит к выбросам напряжения и генерации гармоник сигнала. Причина этого состоит в нелинейной зависимости магнитной индукции B сердечника от напряжённости магнитного поля, создаваемого током I в обмотке с числом витков N . Это эквивалентно изменению магнитной проницаемости сердечника μ , а значит, индуктивности катушки (рисунок 5.14).



a



б

Рисунок 5.13 – Измеренные частотные зависимости модуля (*a*) и фазы (*б*) импеданса катушки индуктивности 1,2 мкГн с выводами минимальной длины

Необходимо учитывать, что магнитная проницаемость сердечников из разных материалов, а также их потери сильно и

по-разному зависят от частоты. Следует помнить, что проницаемость μ зависит также от температуры, а при нагреве до температуры Кюри (которая у каждого материала своя) материал вообще теряет свои магнитные свойства, т. е. его относительная магнитная проницаемость падает до единицы.

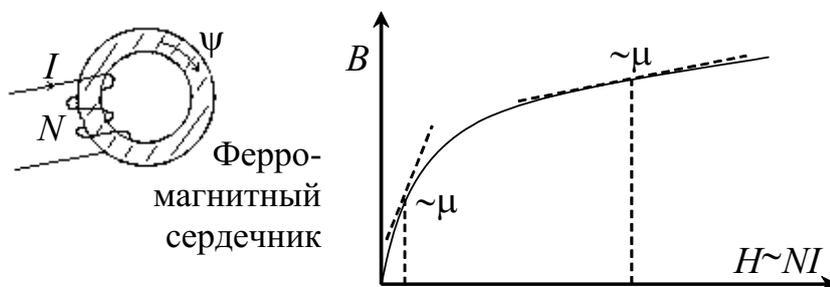


Рисунок 5.14 – Нелинейность магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника

На рисунке 5.15 показан пример температурного изменения μ_r на $\pm 40\%$ относительно комнатной температуры и резкого спада от 1250 до 1 (полная потеря магнитных свойств) при изменении температуры от 150 до 160 °C [14].

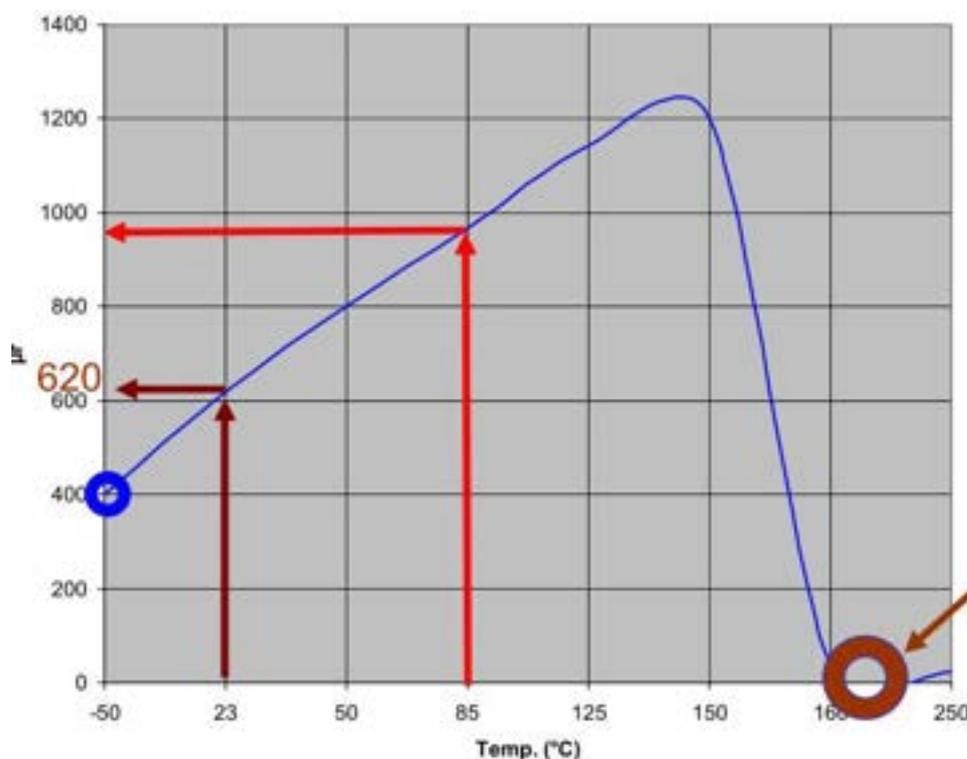


Рисунок 5.15 – Температурная зависимость относительной магнитной проницаемости μ_r ферромагнитного сердечника

Если на сердечнике не одна обмотка, как у трансформатора, например, то его работу может ухудшить межобмоточная ёмкость. Её стараются уменьшать конструкторскими мерами: если у стандартных трансформаторов она составляет 10–50 пФ, то у трансформаторов с обмотками на отдельных каркасах уменьшается до 5 пФ, а применение электростатических экранов вокруг обмоток может снизить её до 0,001 пФ при соответствующей заделке выводов и подсоединении экранов.

5.5 Механические контакты

Широко используются компоненты, в которых есть механические контакты. Это выключатели, кнопки, реле, герконы, электродвигатели, различные коммутаторы и т. д. Явление искрения при коммутации контактов известно очень давно. Понимание его причин требует рассмотрения физики разряда между движущимися контактами, которое здесь не приводится.

Отметим лишь, что между контактами может возникать *тлеющий* разряд, который характеризуется высоким напряжением и малым током, а также *дуговой* разряд, который сопровождается низким напряжением и большим током. Для того чтобы поддерживался тлеющий (дуговой) разряд, напряжение и ток между контактами должны превышать V_T и I_T (V_D и I_D). Величины этих напряжений довольно определены, тогда как величины токов меняются. Для контактов в воздухе при атмосферном давлении $V_T \approx 280$ В. Типовое значение $V_D \approx 12$ В, но в зависимости от материала контакта (из-за испарения металла в дуге) оно находится в диапазоне 8–17 В. Типичные диапазоны токов составляют $I_T \approx 1$ –100 мА, $I_D \approx 100$ –1000 мА. Если ток в резистивной нагрузке меньше I_D , то дуги не будет и никакие помехоподавляющие схемы не нужны. Однако у контактов, уже повреждённых дуговым разрядом, I_D может в 10 раз снизиться по сравнению с исходным током.

Механическими контактами часто управляются индуктивные нагрузки, например соленоиды, электродвигатели и т. д. Размыкание таких цепей может приводить к *прерывистому* разряду (рисунок 5.16).

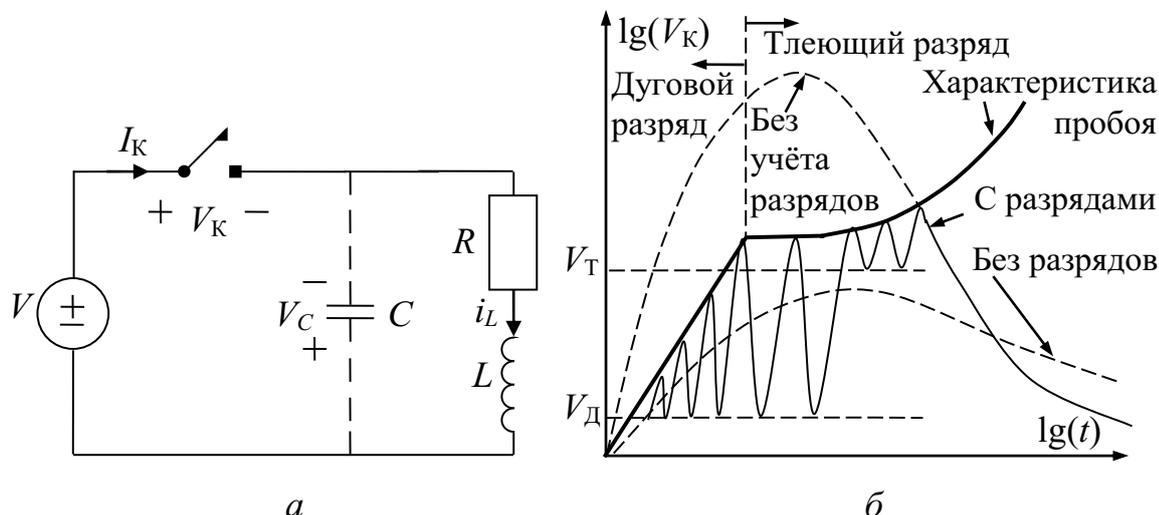


Рисунок 5.16 – Прерывистый разряд при размыкании цепи с индуктивной нагрузкой

Действительно, параллельно индуктивной нагрузке всегда включена паразитная ёмкость (рисунок 5.16,*а*). Если не учитывать процессы разрядов при пробое промежутка между контактами ключа, то напряжение на ключе будет иметь вид графика «Без учёта разрядов» на рисунке 5.16,*б*. Но каждый ключ имеет свою характеристику пробоя (см. рисунок 5.16,*б*). Когда ключ замкнут, через индуктивность протекает установившийся ток $I = V/R$. Когда ключ размыкается, индуктивность стремится сохранить этот ток и он протекает через ёмкость, заряжая её до напряжения обратной полярности. Напряжение, приложенное к ключу, определяется выражением $V_K(t) = V_C(t) + V$ и, следовательно, возрастает. Поскольку оно возрастает, то может превысить напряжение пробоя ключа. При этом формируется дуговой разряд, а напряжение ключа падает до V_D . Ёмкость разряжается через ключ с током разряда, ограниченным сопротивлением и индуктивностью ключа. Если ток ключа превышает минимальный ток для установления дугового разряда, дуга держится. Если нет, то дуга гасится и ёмкость начинает заряжаться вновь. Напряжение ключа опять пре-

вышает напряжение дугового разряда и напряжение на ключе падает до V_D . Если дуга не удерживается, ёмкость начинает заряжаться вновь. Со временем запасённая сначала энергия рассеивается и напряжение на ёмкости сводится к нулю, так что $V_K = V$. В результате наблюдается искрение, вызванное повторяющимся процессом нарастания (ёмкость заряжается) и быстрого спада (ёмкость разряжается) напряжения между контактами ключа (график «С разрядами» на рисунке 5.16,б). С ростом расстояния между контактами может развиваться тлеющий разряд, который будет удерживаться или срываться, приводя к малым изменениям высокого напряжения на ключе.

Спектр токов при искрении довольно широк, поэтому могут быть проблемы с ЭМС. Проводники, по которым протекают эти токи, способны вызвать значительные излучения и создать помехи. Сигналы помех могут распространяться непосредственно по проводникам, создавая потенциально более опасные воздействия, поскольку их уровни достигают нескольких сотен вольт. Кроме того, дуга разрушает контакты ключа. Для решения этих проблем используют различные меры подавления искрения в механических ключах. Основная цель – предотвратить формирование дуги (установившейся или прерывистой). Она достигается двумя способами: не допускается превышение напряжения на ключе более напряжения разряда, а тока – более тока разряда. Первый способ не даёт дуге сформироваться, а второй – удерживаться.

Например, чтобы не дать дуге сформироваться, можно замедлить нарастание напряжения на ключе и уменьшить его пиковое значение (график «Без разрядов» на рисунке 5.16,б). Для этого параллельно ключу или индуктивной нагрузке включают достаточно большой конденсатор (рисунок 5.17,а). Чтобы ограничить ток разряда конденсатора через ключ при его замыкании, последовательно с конденсатором включают резистор с небольшим сопротивлением (рисунок 5.17,б).

Подавление искрения в ключе осуществляется как на самом ключе (см. рисунок 5.17), так и на индуктивной нагрузке или же обоими способами. Пример использования диода на индуктивной нагрузке показан на рисунке 5.18,а.

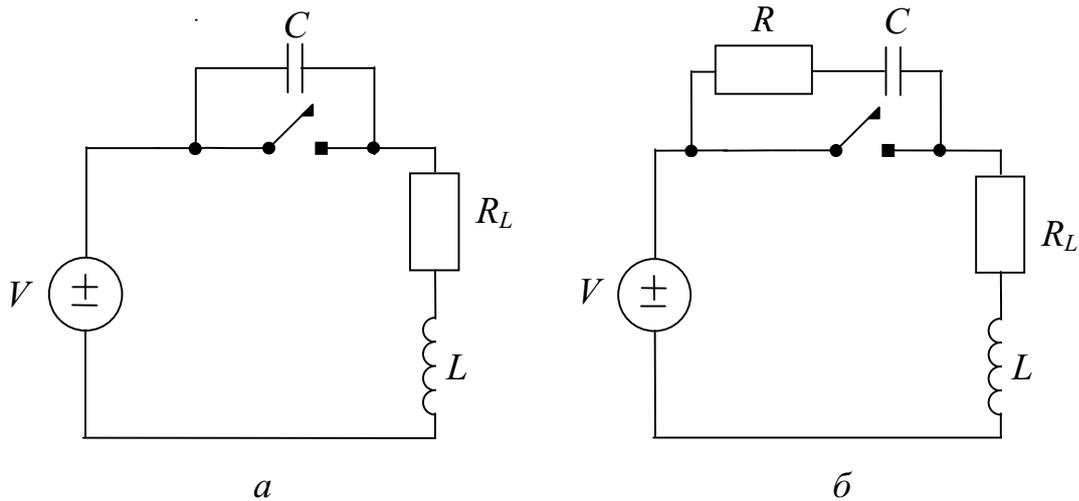


Рисунок 5.17 – Защита контактов ключа от искрения

Когда ключ открывается, ток индуктивности замыкается через диод. Такое же включение широко используется при коммутации индуктивной нагрузки транзистором, в частности для его защиты (рисунок 5.18,б).

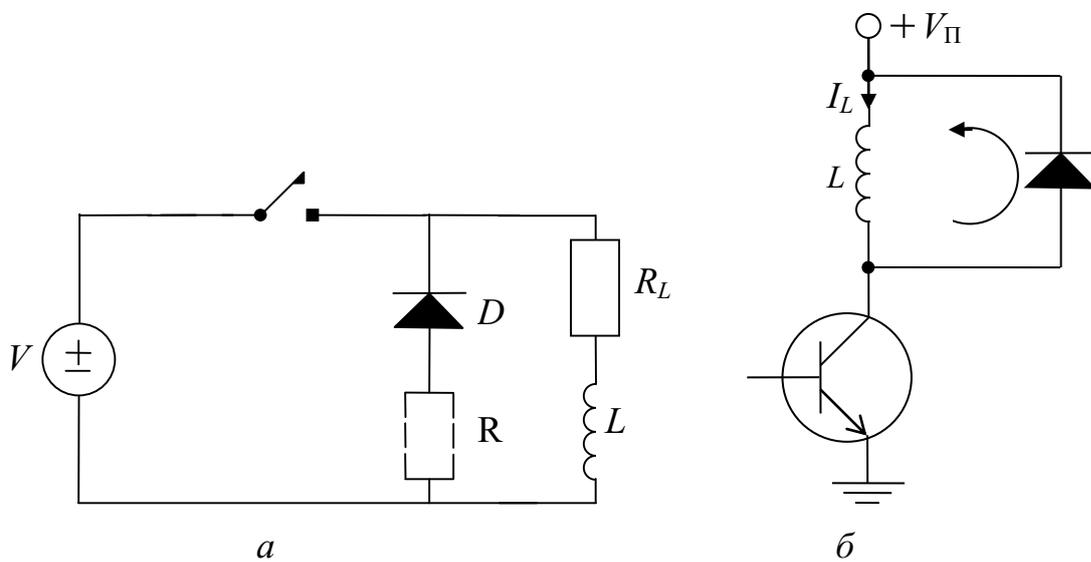


Рисунок 5.18 – Диодная защита в случае индуктивной нагрузки

Когда транзисторный ключ прерывает ток через индуктивность I_L , всплеск напряжения на ней шунтируется диодом. Таким образом к источнику питания подключается коллектор транзисто-

ра, предотвращая превышение напряжения между коллектором и эмиттером, которое может вывести из строя транзистор.

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

В заключение отметим, что вопрос защиты ключей довольно обширен, поскольку методы защиты существенно зависят от значений токов и напряжений коммутации, а также от нагрузок и требуемых характеристик (например, скорости) их коммутации. Много примеров схем защиты и расчёта их параметров можно найти в соответствующей справочной литературе. Полезные практические рекомендации собраны в книгах Отта и Барнса [4, 5].

6 ЗАЗЕМЛЕНИЕ

6.1 Общие требования к системе заземления

Сложность проектирования системы заземления заключается в том, что надо найти компромисс между множеством противоречащих друг другу требований. Так, система заземления должна: сохранять минимальный потенциал, являющийся уровнем отсчёта в аппаратуре (в типичном случае ± 100 мВ для аналоговых схем и ± 200 мВ для цифровых); обеспечивать цепи возврата различных токов в аппаратуре; минимизировать нежелательные паразитные связи; образовывать опорные плоскости для антенн, препятствовать появлению вблизи антенн высокочастотных потенциалов; защищать людей и оборудование от грозовых разрядов и неисправностей источников питания; снимать статические заряды.

Отт определяет заземление как «обладающую низким импедансом цепь возврата тока» [4]. Отсюда следует, что протекание любого тока в системе заземления приведет к разности потенциалов. Для удовлетворительной работы оборудования необходимо, чтобы эта разность потенциалов была невелика по сравнению с амплитудой сигналов. Очевидно, что выполнить это условие легче, если делать длину заземляющих проводников как можно короче. Важно помнить, что импеданс существенно зависит от частоты протекающих токов, которые могут быть вызваны самыми разными причинами. Поэтому при проектировании системы заземления следует:

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

6.2 Связь через общий импеданс «земли»

Для примера схема переноса помех из цепи источника в цепь приемника за счёт общего импеданса «земли» показана на рисунке 6.1. Как видно, импеданс $Z_{\text{общ}}$ оказывается включенным и в цепь источника, и в цепь приемника. Поэтому падение напряжения на нём, создаваемое источником, прикладывается к цепи приемника. В соответствии со схемой уровень помех на нагрузке приемника

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

Согласно [1] в традиционном понятии «земля» – это эквипотенциальная поверхность с нулевым импедансом, и часто она рассматривается только относительно постоянного тока. Ни один из этих аспектов нельзя применить к термину «земля» в смысле обеспечения ЭМС.

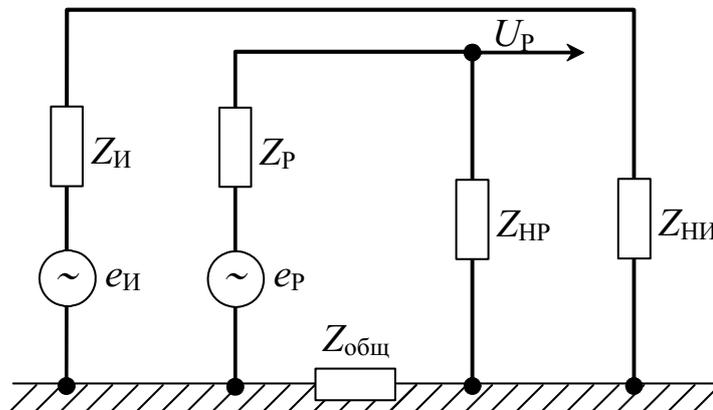


Рисунок 6.1 – Схема переноса помех из цепи источника (И) в цепь приемника (Р) за счёт общего импеданса «земли»

Все проводники имеют конкретное значение импеданса, поэтому любые токи, протекающие через «землю», приведут к разности потенциалов между различными точками на её поверхности из-за падения напряжения на импедансе. Например, на рисунке 6.2 показаны две подсистемы (печатные платы), которые присоединены к «земле» (металлической поверхности, проводу

либо дорожке печатной платы). Эти подсистемы могут быть аналоговыми, цифровыми и комбинированными. В цифровых подсистемах ток источника напряжения +5 В возвращается к источнику постоянного тока через «землю» и постоянно меняется, когда логические устройства переключаются. В аналоговых подсистемах этот ток может состоять из узкополосных сигналов низкой или высокой частоты, а также из широкополосных сигналов, которые создают искрящиеся щетки электродвигателя постоянного тока.

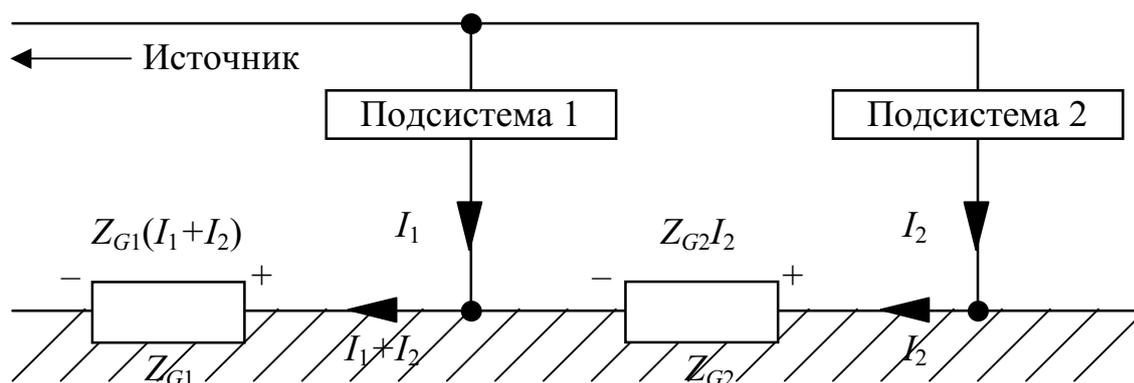


Рисунок 6.2 – Иллюстрация связи через общий импеданс

Аналоговые сигналы также возвращаются к своему источнику по цепи возврата. Они часто имеют свои выделенные пути возврата, или «земли», которые отличаются от путей возврата цифровых сигналов, хотя это не всегда так. Допустим, что «земля» подсистемы 2 подсоединена к «земле» подсистемы 1, т. е. обе подсистемы совместно используют один и тот же путь возврата. Обратный ток I_2 подсистемы 2 объединяется с обратным током подсистемы 1 и оба проходят через общий импеданс «земли» Z_{G1} , создавая падение напряжения $Z_{G2}(I_1 + I_2)$ на этой части пути возврата.

Отметим, что в токе I_2 содержатся изменения сигнала подсистемы 2, поэтому они отражены в падении напряжения $Z_{G2}I_2$. Таким образом, напряжение точки заземления подсистемы 1 изменяется пропорционально сигналам в подсистеме 2. Поэтому сигналы в подсистеме 2 будут влиять на сигналы подсистемы 1 в силу ненулевого импеданса «земли» и совместного использования обоими сигналами общего пути возврата. Аналогично напряжение точки заземления для подсистемы 2 равно $Z_{G1}I_1 + (Z_{G1} + Z_{G2})I_2$.

Таким образом, точка заземления для подсистемы 2 отражает сигналы подсистемы 1, которые накладываются на неё через импеданс Z_{G1} . Это часто называется *связью через общий импеданс* и иллюстрирует важность неидеального поведения импеданса «земли».

6.3 Влияние индуктивности проводника «земли»

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

Теперь рассмотрим воздействие индуктивности цепи возврата на цифровые сигналы. Возьмем типовой двухтактный выход ТТЛ-вентиля (рисунок 6.3). Всё, что к нему подключено, в том числе все паразитные ёмкости межсоединений, представим сосредоточенной емкостью C_{LOAD} . При высоком уровне на выходе транзистор Q_1 открыт, а Q_2 закрыт, а при низком – наоборот. Во время перехода с низкого уровня к высокому емкость C_{LOAD} заряжается, как показано на рисунке 6.3. Когда вентиль выключается, транзистор Q_1 закрывается, а Q_2 открывается, так что емкость C_{LOAD} разряжается через транзистор Q_2 .

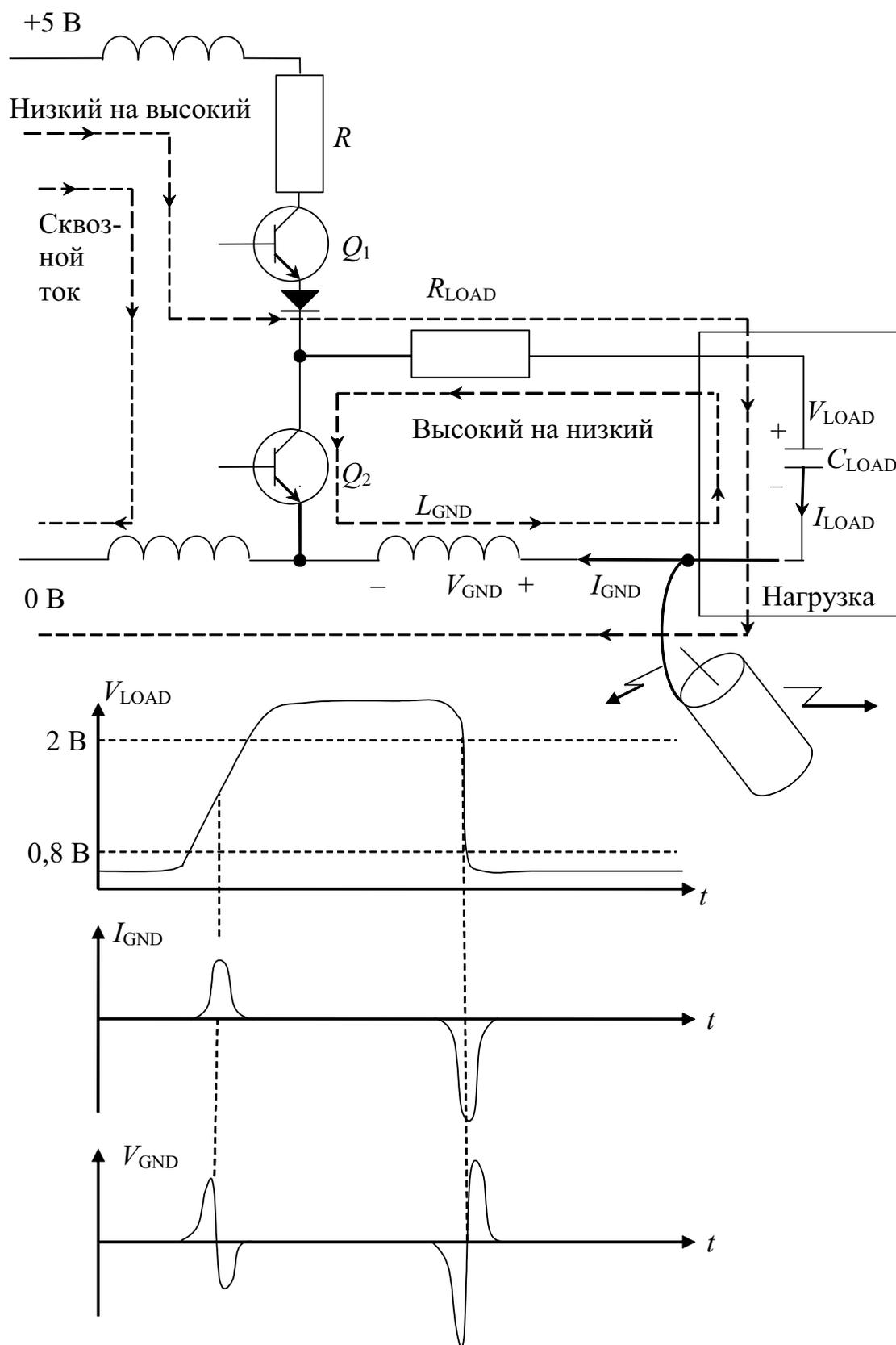


Рисунок 6.3 – Иллюстрация влияния индуктивности проводника на напряжение «земли»

Это объясняет, почему время нарастания двухтактных выходов ТТЛ-схем обычно больше, чем время спада (см. рисунок 6.3): постоянная времени заряда равна $(R + R_{LOAD})C_{LOAD}$, а разряда – $R_{LOAD}C_{LOAD}$, где R_{LOAD} – эквивалентное сопротивление, отражающее входное сопротивление нагрузки и сопротивление межсоединений (сюда входят сопротивления насыщения транзисторов, но они здесь не учитываются, так как обычно малы).

Во время перехода от низкого уровня к высокому ток потребляется от источника через индуктивность линии питания +5 В и возвращается через индуктивность линии возврата к источнику. Во время перехода от высокого уровня к низкому ток разряда емкости проходит через индуктивность соединения с «землей» между вентилем и нагрузкой. Такие резкие изменения тока через индуктивности создают падения напряжения на них. При этом процессе возникает и другой, особенно опасный ток. При переходе из одного состояния в другое в течение короткого времени транзисторы Q_1 и Q_2 открыты, в результате чего от источника через оба транзистора и обратно к источнику протекает так называемый сквозной ток. Он ограничен только импедансом через путь Q_1 – Q_2 и может быть довольно большим (порядка 50 мА) с очень малыми временами нарастания и спада.

Рассмотрим напряжение, создаваемое на индуктивности L_{GND} цепи возврата или провода заземления между вентилем и его нагрузкой. Ток через индуктивность (он же течёт через емкость C_{LOAD}) приблизительно равен $I_{GND} = C_{LOAD}dV_{LOAD}/dt$. Поскольку ток I_{GND} пропорционален скорости изменения напряжения V_{LOAD} , то возникают его всплески в момент каждого изменения состояния вентиля. Падение напряжения на индуктивности земляного проводника приблизительно составляет

$$V_{GND} = L_{GND}dI_{GND}/dt = C_{LOAD}L_{GND}d^2V_{LOAD}/dt^2.$$

Поскольку напряжение V_{GND} пропорционально скорости изменения тока I_{GND} , образуются его биполярные импульсы в момент каждого изменения состояния вентиля. Пусть ёмкость нагрузки 10 пФ и напряжение изменяется на 3 В за 5 нс. Это приведет к току через «землю» 6 мА, который будет иметь

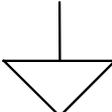
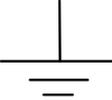
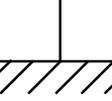
нарастание/спад меньше, чем исходное напряжение, пусть 1 нс. Допустим, что полная длина земляного провода 12,5 см с типовой величиной 6 нГн/см, тогда его индуктивность будет около 75 нГн. Это даст падение напряжения на земляном проводнике 0,45 В.

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

6.4 Системы заземления

Все цепи заземления можно разбить на несколько групп (таблица 6.1).

Таблица 6.1 – Системы цепей заземления

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

Можно изолировать друг от друга цепи возврата сигнальных токов, цепи возврата постоянных токов питания, цепи возврата переменных токов питания и построить систему заземления из

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

В очень редких случаях независимые контуры заземления могут не соединяться. Такая схема с плавающим заземлением, применяемая для чрезвычайно чувствительных схем, показана на рисунке 6.4. Она требует хорошей изоляции от корпуса (высокого сопротивления и низкой ёмкости), а иначе будет малоэффективной. В качестве источников питания схем используются солнечные элементы или батареи, а сигналы должны поступать и покидать схему через трансформаторы или оптроны. Иногда точки сигнального и корпусного заземления соединяют высокоомным резистором, по которому стекают статические заряды.

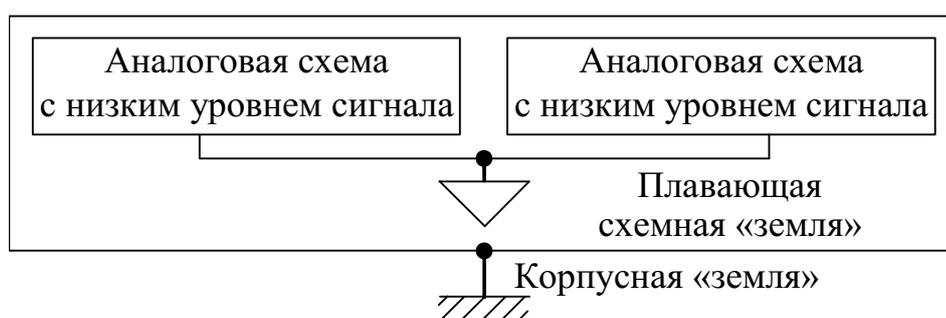


Рисунок 6.4 – Схема с плавающим заземлением

На рисунке 6.5 показана схема заземления в одной (общей) точке. Каждая отдельная схема и каждый экран имеют свой отвод к общей точке. Каждое основание или каждая стойка соединяются с монтажной панелью с помощью одного проводника. При таком подходе исключается паразитная связь через общий импеданс (см. рисунок 6.1) и уменьшается вероятность образования паразитных

контуров. Однако одноточечная система заземления часто оказывается конструктивно очень громоздкой и дорогой, поскольку число проводников и их длины могут быть довольно большими. Заземление в одной точке очень эффективно до частот 1 МГц, а если система заземления имеет малый размер ($< 0,05\lambda$), то до 10 МГц. На более высоких частотах, особенно для чувствительных аналоговых схем, её применение затруднено, поскольку индуктивности заземляющих проводников значительно увеличивают импеданс «земли» и индуктивные и ёмкостные связи между этими проводами. Тем не менее в большинстве военных и космических устройств используются заземления в одной точке.

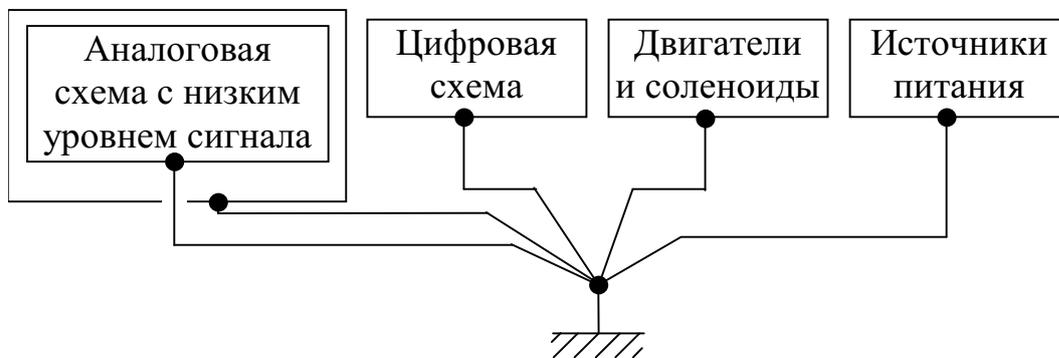


Рисунок 6.5 – Одноточечная система заземления

На рисунке 6.6 приведена модифицированная система заземления в общей точке. Схемы с близким уровнем помех соединены вместе, причём наиболее чувствительные схемы расположены как можно ближе к общей точке. Такой принцип заземления уменьшает общее число необходимых проводов, незначительно повышая паразитную связь через общий импеданс. Когда печатная плата имеет отдельные заземляющие цепи для аналоговых и цифровых узлов, их следует соединять по встречно-параллельной схеме (диоды $CR1$ и $CR2$ на рисунке 6.6) для защиты печатной платы от статического электричества, когда она не установлена в систему.

На рисунке 6.7 представлена многоточечная система заземления. Отдельные схемы и участки корпуса соединены многочисленными короткими ($< 0,1\lambda$) перемычками, чтобы свести к минимуму стоячие волны.

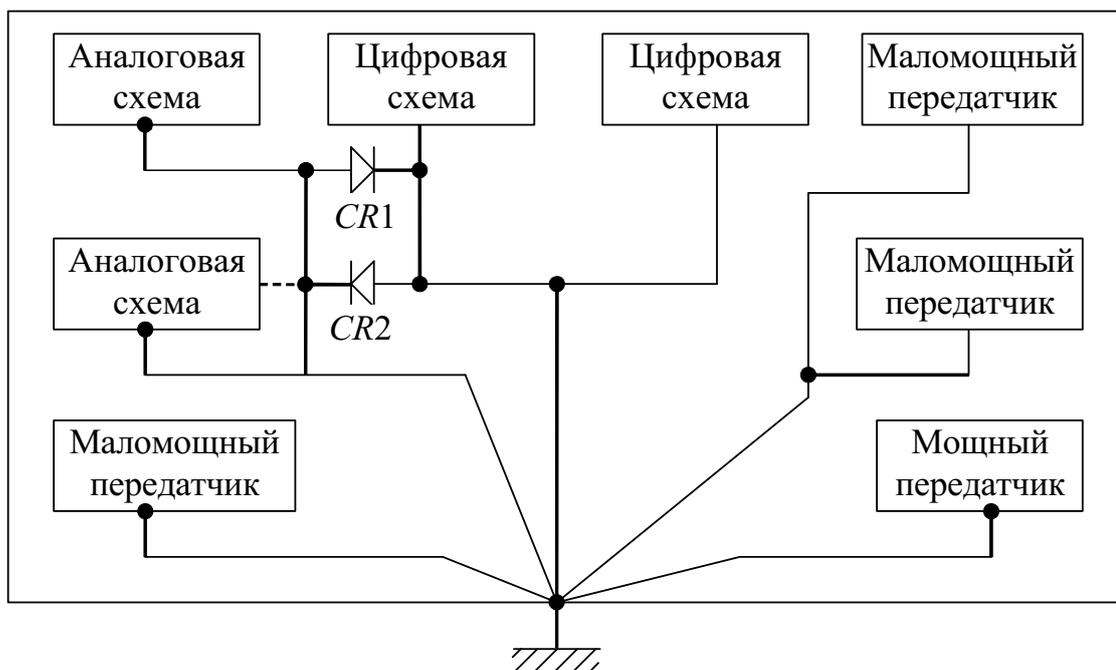


Рисунок 6.6 – Модифицированная одноточечная система заземления

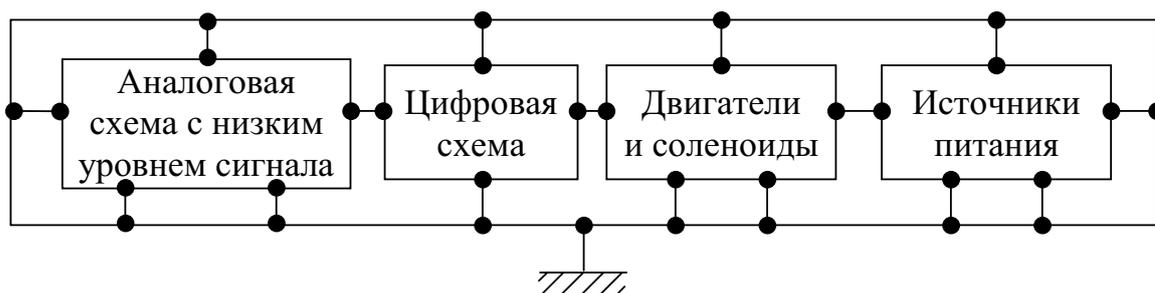


Рисунок 6.7 – Многоточечная система заземления

Подобный метод обычно применяют для высокочастотных схем (более 10 МГц) с близким уровнем помех. Эта заземляющая система требует тщательного контроля, создаёт многочисленные паразитные контуры и не рекомендуется для чувствительных схем. Однако её широко используют, подключая функциональные узлы аппаратуры в точках, ближайших к опорной «земле», в качестве которой применяется заземляющая поверхность с малым импедансом: металлическое шасси, слой многослойной печатной платы, металлизация пластмассового корпуса и т. д.

Существуют комбинированные заземляющие системы, представляющие собой сочетания одноточечной, многоточечной и плавающей заземляющих систем (рисунок 6.8). На рисунке 6.8,*a*

показана схема заземления с общей точкой в сочетании с много-точечным заземлением цифровых логических интегральных схем. На рисунке 6.8,б катушка индуктивности (≈ 1 мГн) служит развязкой между высокочастотными схемами и корпусом и одновременно обеспечивает стекание статических зарядов.

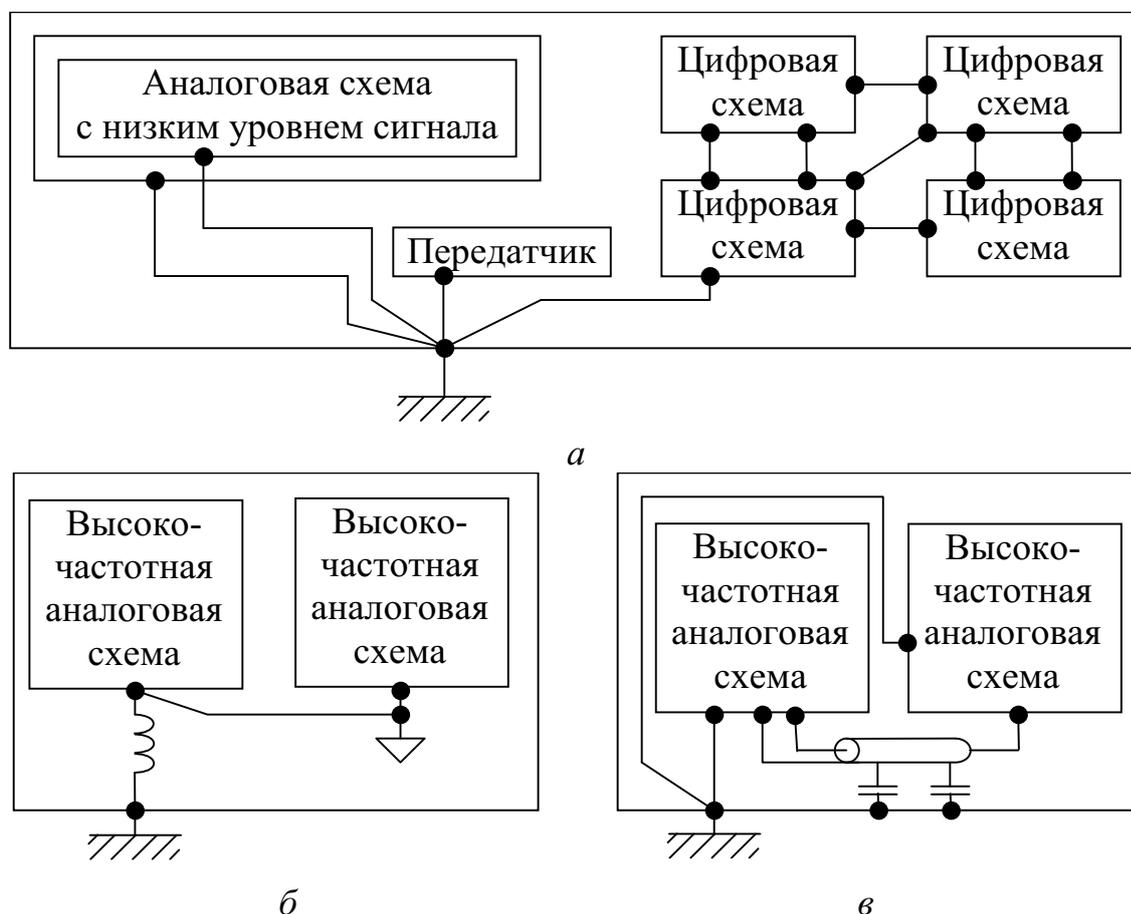


Рисунок 6.8 – Комбинированные системы заземления

На рисунке 6.8,в конденсаторы, отстоящие друг от друга на расстоянии $0,1\lambda$ вдоль изолированного кабеля, предотвращают появление высокочастотных стоячих волн и низкочастотных паразитных контуров. При использовании двух последних вариантов заземления нужно быть очень внимательным, чтобы исключить резонансные явления в заземляющей системе из-за наличия в ней паразитных ёмкостей и индуктивностей.

Очень распространённым и в то же время требующим много хлопот является заземление в виде гирлянды (рисунок 6.9).

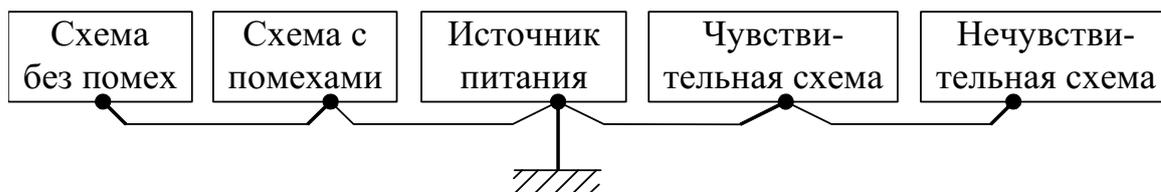


Рисунок 6.9 – Система заземления в виде гирлянды

В нем помехи можно ослабить, если цепи с высоким уровнем помех расположить в одной гирлянде (в порядке: цепи с незначительным уровнем помех, цепи с более высоким уровнем помех, цепи с максимальным уровнем помех, корпус), а чувствительные цепи расположить в другой гирлянде (в порядке: чувствительные схемы, более чувствительные схемы, самые чувствительные схемы, корпус).

6.5 Паразитные контуры заземления

В случае большой удалённости нагрузки от источника при заземлении цепи с обоих концов образуется контур заземления, который может приводить к влиянию помех различного рода. Например, когда через него протекают синфазные токи, потенциалы «земли» источника и «земли» нагрузки оказываются разными. Этот контур можно разорвать, применив развязывающий трансформатор (рисунок 6.10,а). Трансформаторы обеспечивают удовлетворительную развязку до частот 5–10 МГц. Для более надёжной развязки следует использовать трансформатор с электростатическим экранированием, причём заземлять экран у нагрузки. Если между источником и нагрузкой требуется связь по постоянному току, то можно применить синфазный дроссель, представляющий высокий импеданс для синфазных токов и низкий – для токов полезного сигнала (рисунок 6.10,б). Другой способ разрыва контура заземления осуществляется оптроном (рисунок 6.10,в). Схемы такого типа почти полностью снимают проблемы из-за разности потенциалов «земли», поскольку связь между источником и нагрузкой осуществляется лишь через световой поток.

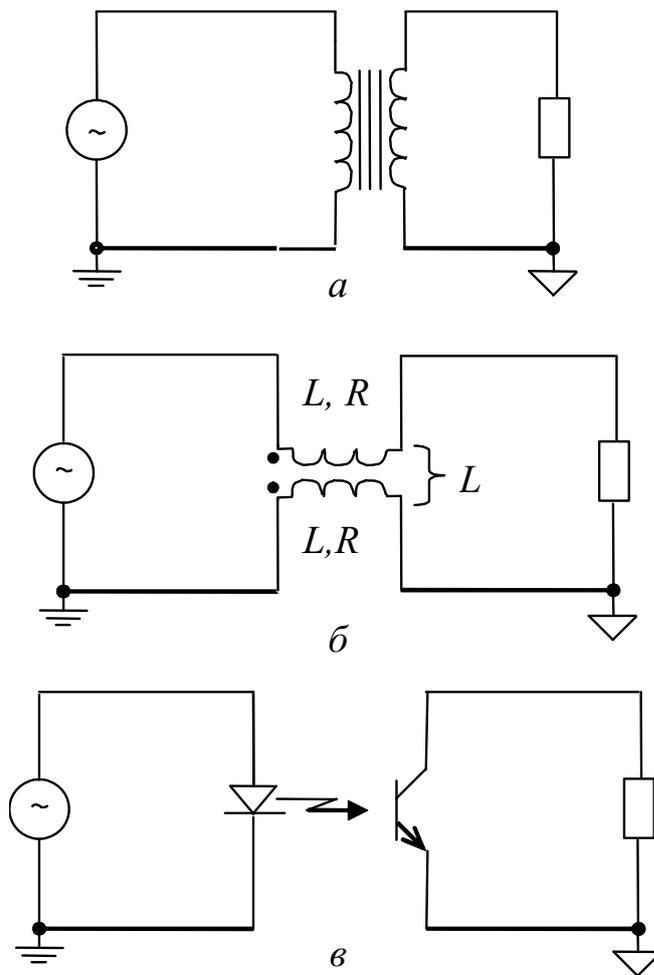


Рисунок 6.10 – Способы разрыва паразитных контуров в системах заземления: *а* – трансформатором; *б* – синфазным дросселем; *в* – оптроном

Оптроны особенно подходят и давно используются для цифровых сигналов. В последнее время очень широко используются волоконно-оптические линии связи, и одной из причин этого является развязка по контуру заземления.

7 ЭКРАНИРОВАНИЕ

7.1 Ближняя и дальняя зоны

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

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

При проектировании экранирования важно правильно определить характер поля источника излучения. Для этого полезны понятия ближней и дальней зон распространения электромагнитной энергии от источника. Если источник размером l излучает электромагнитное поле с длиной волны λ и расстояние от источника до заданной точки равно r , то при $l \ll \lambda$ граница зон приблизительно определяется величиной $kr = 2\pi r/\lambda$. Если $2\pi r/\lambda < 1$, то точка находится в ближней зоне, если $2\pi r/\lambda > 2$, то в дальней, а при $1 < 2\pi r/\lambda < 2$ – в промежуточной. Конечно, изменяющиеся электрическое и магнитное поля всегда существуют вместе, но

в зависимости от источника и расстояния от него их соотношение, определяемое величиной $Z = E/H$, может быть разным. Если в источнике протекает значительный ток при малом напряжении, то в ближней зоне преобладает магнитное (низкоомное) поле. Если же в источнике протекает малый ток при относительно большом напряжении, то в ближней зоне преобладает электрическое (высокоомное) поле. Поле в дальней зоне от любого источника называют электромагнитным или плоской волной; для него $Z = 120\pi \approx 377$ Ом (рисунок 7.1).



Рисунок 7.1 – Волновые сопротивления поля различных источников

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

7.2 Экранирование металлической пластиной

Для оценки возможностей экранирования на практике рассматривают упрощённый случай перпендикулярного падения электромагнитной волны на находящийся на расстоянии r от источника волны лист толщиной t из металла с магнитной проницаемостью μ и удельной электрической проводимостью σ . При падении волны на границу воздух – металл часть её отражается, а часть распространяется в металле, ослабляясь при этом из-за потерь в нем. Дойдя до границы металл – воздух, волна опять испытывает отражение и часть её выходит из металла, а отраженная часть распространяется в обратном направлении, испытывая многочисленные переотражения в стенке металла. Таким образом, в общем случае эффективность экранирования в децибелах складывается из трёх слагаемых: $SE=A+R+B$, где A – затухание за счёт поглощения, вызванное тепловыми потерями от возбуждаемых вихревых токов в металле; R – затухание за счёт отражения основной волны от границ раздела воздух – металл и металл – воздух; B – затухание за счёт многократных внутренних переотражений части волны в стенке металла (это слагаемое отрицательное, поскольку в результате каждого переотражения часть волны всё же проникает за экран). Эти величины вычисляются по формулам

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

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

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

где $|k| = \sqrt{\omega\mu\sigma}$; $|Z_M| = \sqrt{\omega\mu/\sigma}$; $Z_D = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ – для электромагнитного поля; $Z_D = \omega\mu_0 r$ – для магнитного поля; $Z_D = \frac{1}{\omega\mu_0 r}$ – для электрического поля.

Отметим, что в общем случае вклад каждого из слагаемых сильно различается в зависимости от значений параметров. Чтобы оценить результирующее значение SE для конкретного поля, металла или частоты, лучше всего выполнить вычисления по этим формулам, например, в системе Mathcad. Для примера некоторые частотные зависимости SE показаны на рисунке 7.2.

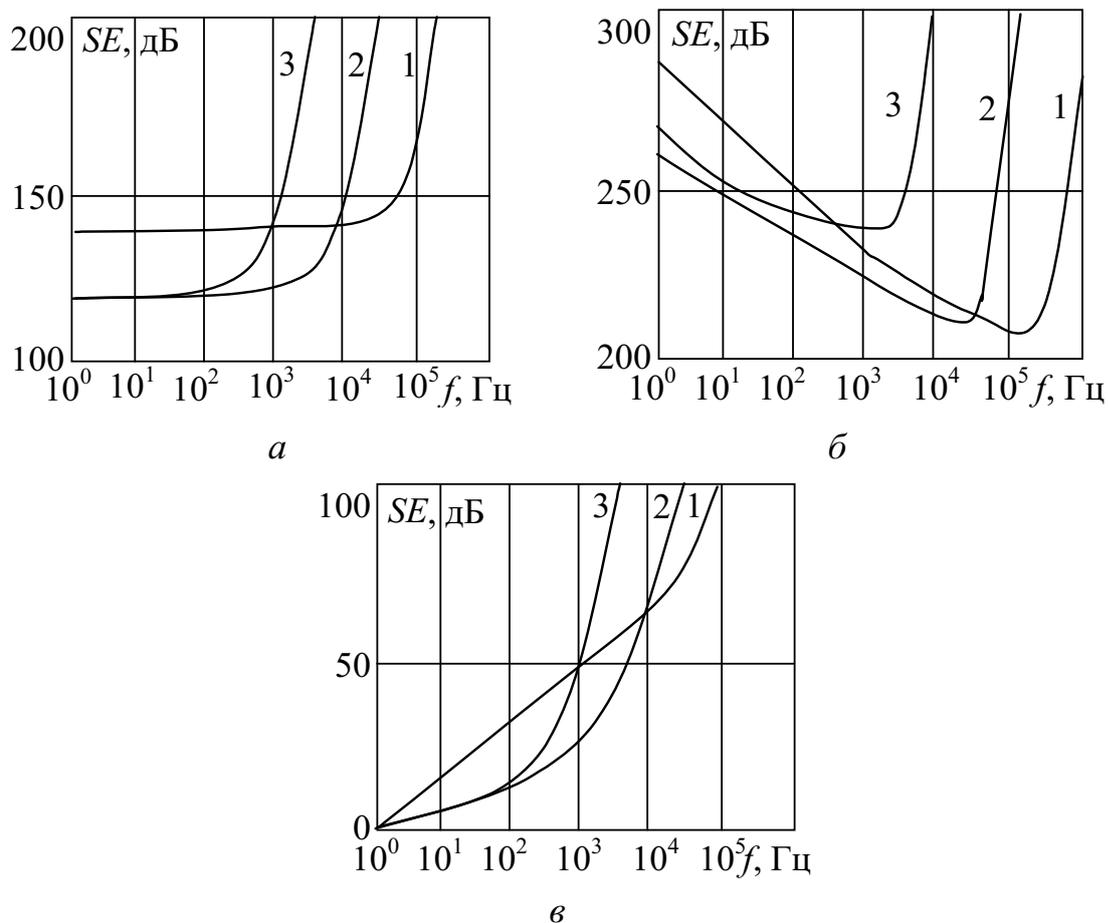


Рисунок 7.2 – Частотная зависимость эффективности экранирования пластиной из немагнитного и магнитного металлов толщиной $t = 1$ мм на расстоянии от источника $r = 1$ м (1 – медь; 2 – сталь, $\mu_r = 100$; 3 – сталь, $\mu_r = 1000$) для поля: *а* – электромагнитного; *б* – электрического; *в* – магнитного

7.3 Экранирование магнитного поля

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

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

Как видно из рисунка 7.2,в, хорошее экранирование металлической пластиной статического или низкочастотного магнитного поля, создающего помеху, выполнить очень трудно. Источниками таких полей могут быть, например, индуктивные элементы аппаратуры или силовые кабели с большими токами промышленной частоты.

В этих случаях прежде всего надо ослабить влияние магнитной связи:

1) компоновать цепи рецепторов помех в плоскости, параллельной направлению воздействующего на них помехонесущего магнитного потока;

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

3) уменьшать площадь контура рецептора помех;

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

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

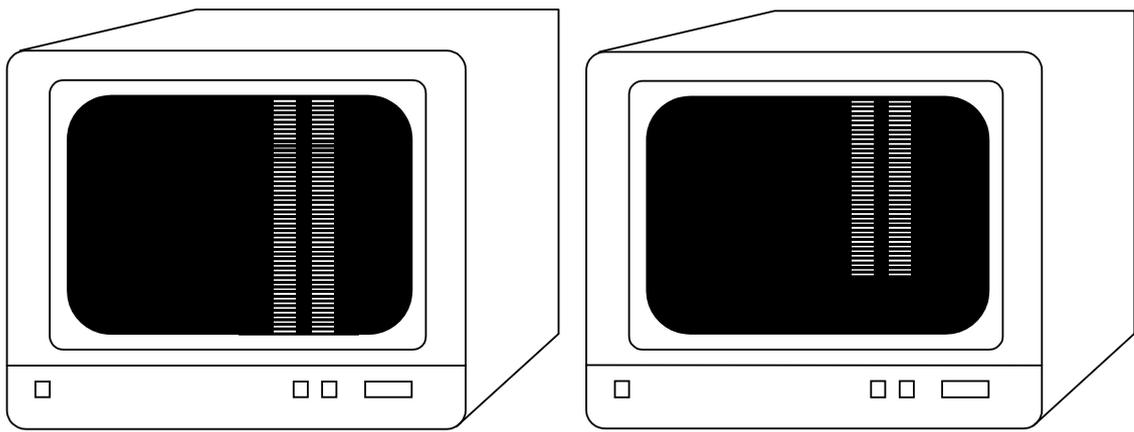
При магнитостатическом экранировании (т. е. магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами или токами) происходит замыкание магнитного поля экраном вследствие его повышенной магнитной проводимости. Экран из немагнитного материала (медь, латунь, алюминий) не оказывает на магнитостатическое поле никакого влияния, поэтому эффективность экранирования SE будет равна нулю. Экран из ферромагнитного материала (пермаллой, сталь) с большим значением μ_r замыкает основную часть магнитного потока на свои стенки, так как имеет меньшее магнитное сопротивление, чем воздушное пространство, занятое экраном. При этом эффективность магнитостатического

экранирования тем выше, чем выше μ_r и больше толщина экрана, а также чем меньше в нём стыков, швов и разрезов *поперёк* направления линий магнитной индукции. Поэтому если они есть, то должны быть *параллельны* линиям магнитной индукции. Заземление экрана не влияет на эффективность его магнитостатического экранирования.

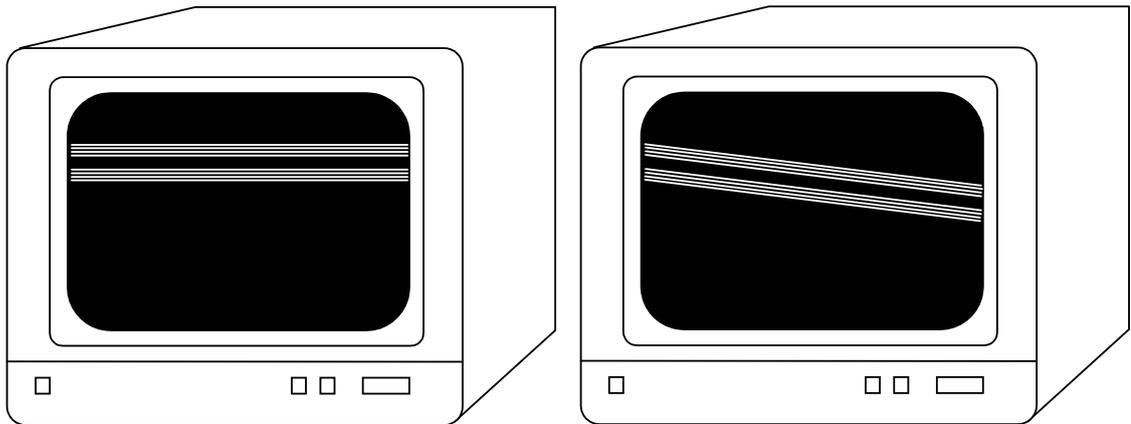
Действие металлического экрана в переменном высокочастотном магнитном поле основано на использовании явления электромагнитной индукции, приводящего к образованию ЭДС, вызывающей вихревые токи в экране, которые создают вторичное магнитное поле, направленное встречно помехонесущему полю в защищаемой экраном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

Объектом защиты от помех магнитного поля часто являются устройства с электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ), например видеомониторы, которые всё ещё применяются в некоторых системах, в том числе критических. Магнитное поле вызывает отклонение луча ЭЛТ, что приводит к искажению информации. Так, увеличение переменного магнитного поля от 0 до 50 мкТл вызывает линейное увеличение отклонения луча от 0 до 9 мм. Примеры влияния на строки видеомонитора статического и переменного магнитных полей показаны на рисунках 7.3 и 7.4 соответственно.

Для защиты видеомониторов используют экраны в виде кожухов, как правило, цилиндрической формы, сделанные из листового материала толщиной около 1 мм с высокой магнитной проницаемостью.

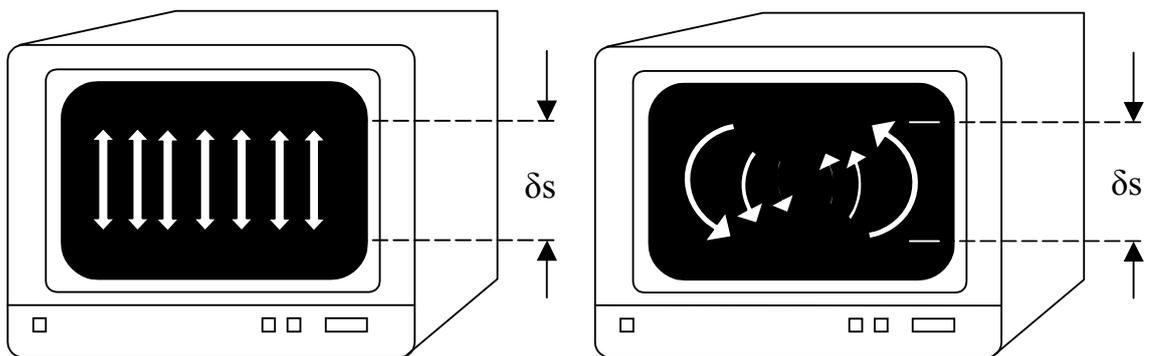


a

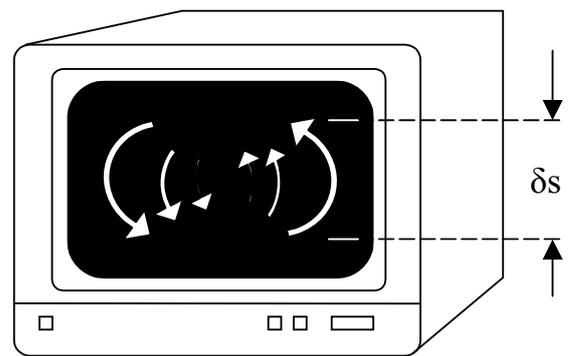


б

Рисунок 7.3 – Типичные искажения на экране из-за статического магнитного поля (слева без помехи, справа с помехой): *a* – смещение строк (вверх) в статическом поперечном поле; *б* – отклонение строк от горизонтального направления в статическом продольном поле



a



б

Рисунок 7.4 – Типичные искажения на экране из-за переменного магнитного поля: *a* – одинаковое по ширине экрана изменение вертикальной составляющей скорости в поперечном поле; *б* – возрастание к краям экрана горизонтальной и вертикальной составляющих скорости в продольном поле

Материалом являются различные пермаллоевые сплавы. Например, при относительно слабых полях используют мюметалл, а при полях более 1 мТл – сплавы PERMENORM, имеющие среднюю проницаемость, но меньшее насыщение. Примеры частотных характеристик эффективности экранирования магнитного поля экранами мониторов показаны на рисунке 7.5.

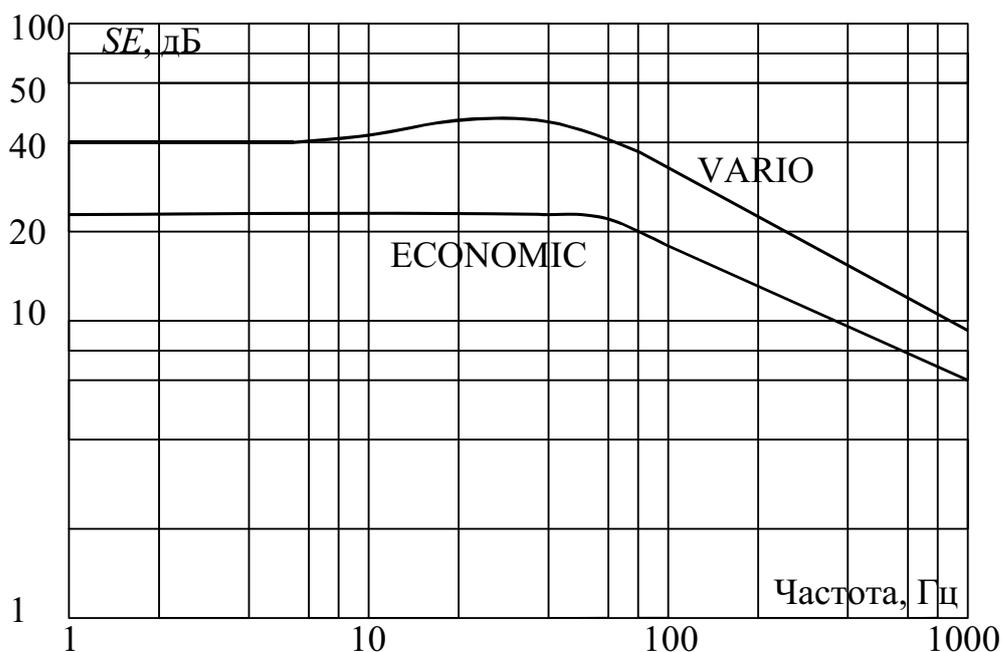


Рисунок 7.5 – Частотные характеристики эффективности экранирования экранов монитора двух видов: дешевого и лёгкого (ECONOMIC); с регулируемой выдвигной передней частью, улучшающей экранирование (VARIO)

Для экранирования низкочастотного магнитного поля применяют также активное экранирование [15]. Его идея заключается в том, что в защищаемом пространстве располагаются датчики составляющих вектора магнитного поля и создаётся магнитное поле, компенсирующее поле помехи.

7.4 Экранирование электрического поля

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

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

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

7.5 Коэффициент экранирования коаксиальных кабелей

Коаксиальные кабели применяются очень широко для передачи высокочастотных сигналов. С позиции обеспечения ЭМС одним из важных параметров кабеля является коэффициент экранирования, характеризующий степень влияния внешнего электромагнитного поля на сигнал, распространяющийся в кабеле, или наоборот, излучение части энергии этого сигнала. Коэффициент

экранирования сильно зависит от внешней металлической оплётки коаксиального кабеля. Примеры частотных характеристик кабелей CAVEL, измеренных методом триаксиальной трубы, наглядно показывают влияние оплётки (рисунок 7.6).

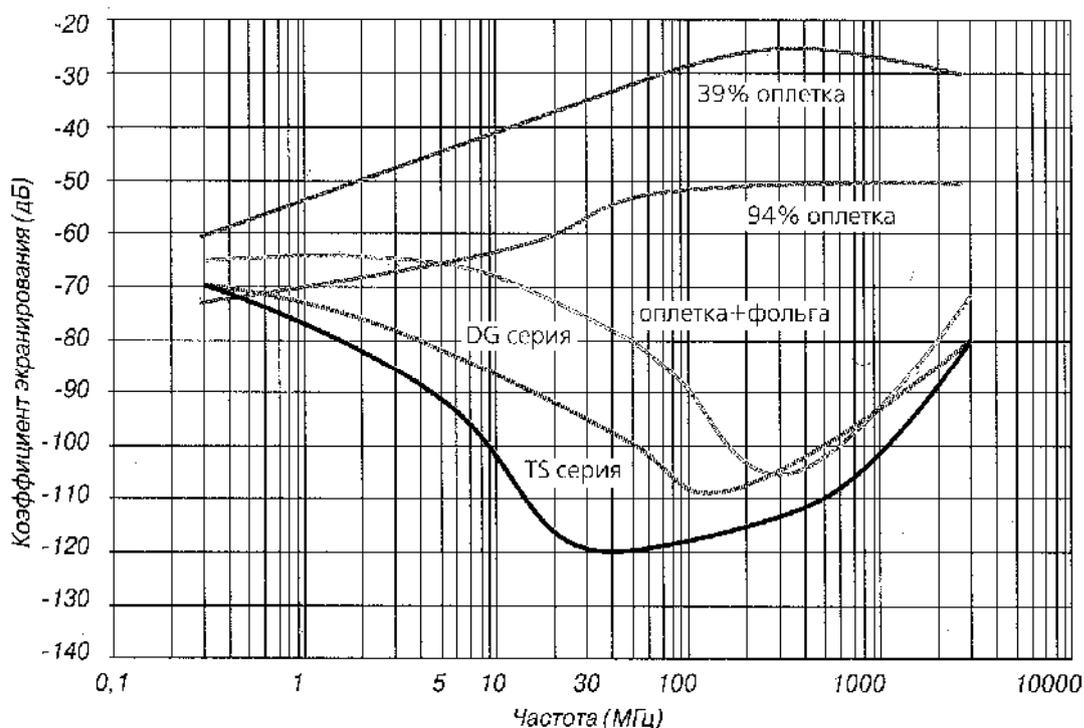


Рисунок 7.6 – Частотные характеристики коэффициента экранирования различных коаксиальных кабелей

Как видно, у самой редкой оплётки (39 %) самое малое экранирование, высокая плотность оплётки (94 %) увеличивает его на 10–20 дБ. Добавление к редкой оплётке экрана из фольги (оплётка+фольга) значительно улучшает экранирование, особенно на высоких частотах. Однако для увеличения эффективности экранирования на средних частотах необходимо повышать плотность оплётки (DG серия), а ещё лучшее экранирование даёт дополнительный экран из фольги, т. е. тройной экран: фольга+оплётка+фольга (TS серия).

7.6 Подсоединение экрана коаксиального кабеля

Важное значение имеет подсоединение экрана коаксиального кабеля. Лучше всего, если оно осуществляется с минимальным

нарушением целостности экрана, т. е. через коаксиальный разъём. Но часто это затруднительно или невозможно, вследствие чего прибегают к подсоединению экрана к «земле» источника и нагрузки проводами. Экспериментальная структура для оценки влияния длины проводов на величину перекрёстной наводки на ближнем конце кабеля показана на рисунке 7.7.

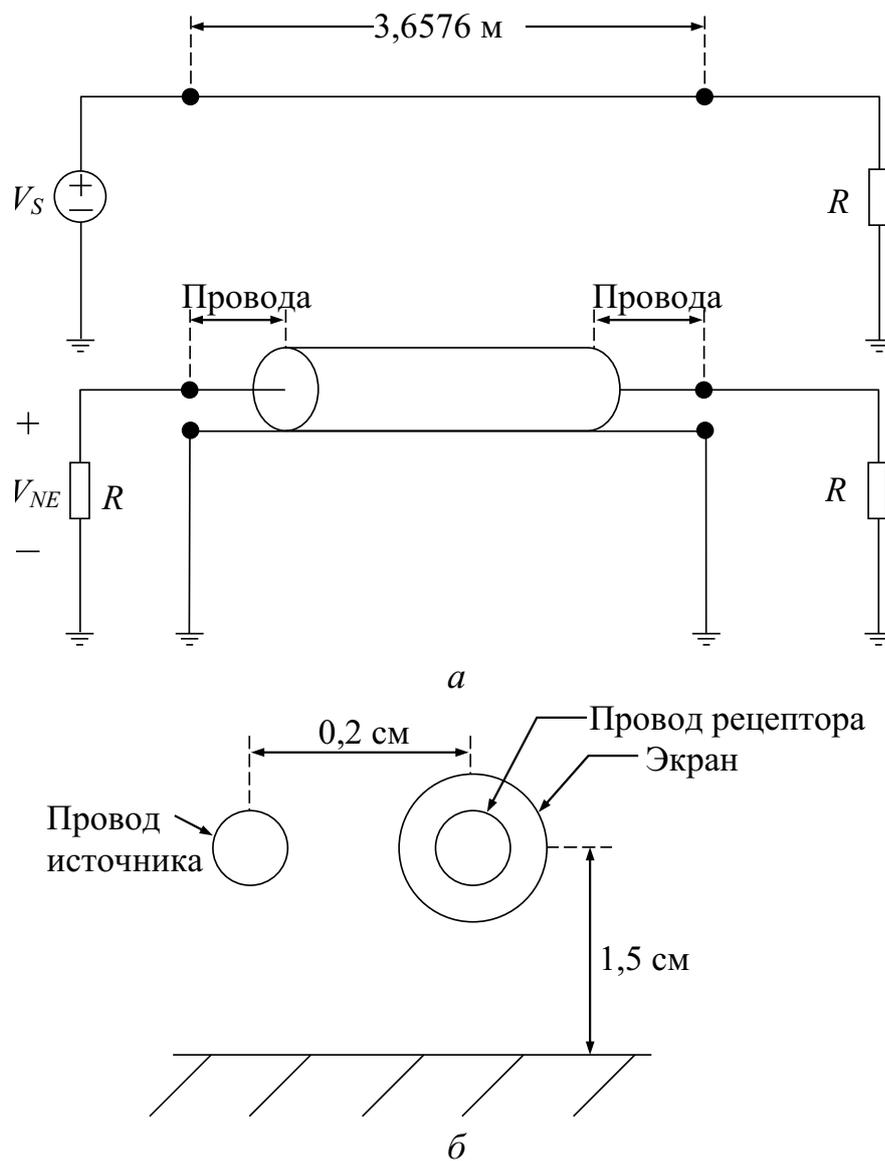


Рисунок 7.7 – Эксперимент, иллюстрирующий влияние проводов от экрана на перекрёстную наводку:
а – общий вид; *б* – поперечное сечение

Результаты измерений наводки при длинах проводов 0,5; 3; 8 см для $R = 50$ Ом и $R = 1000$ Ом приведены на рисунке 7.8.

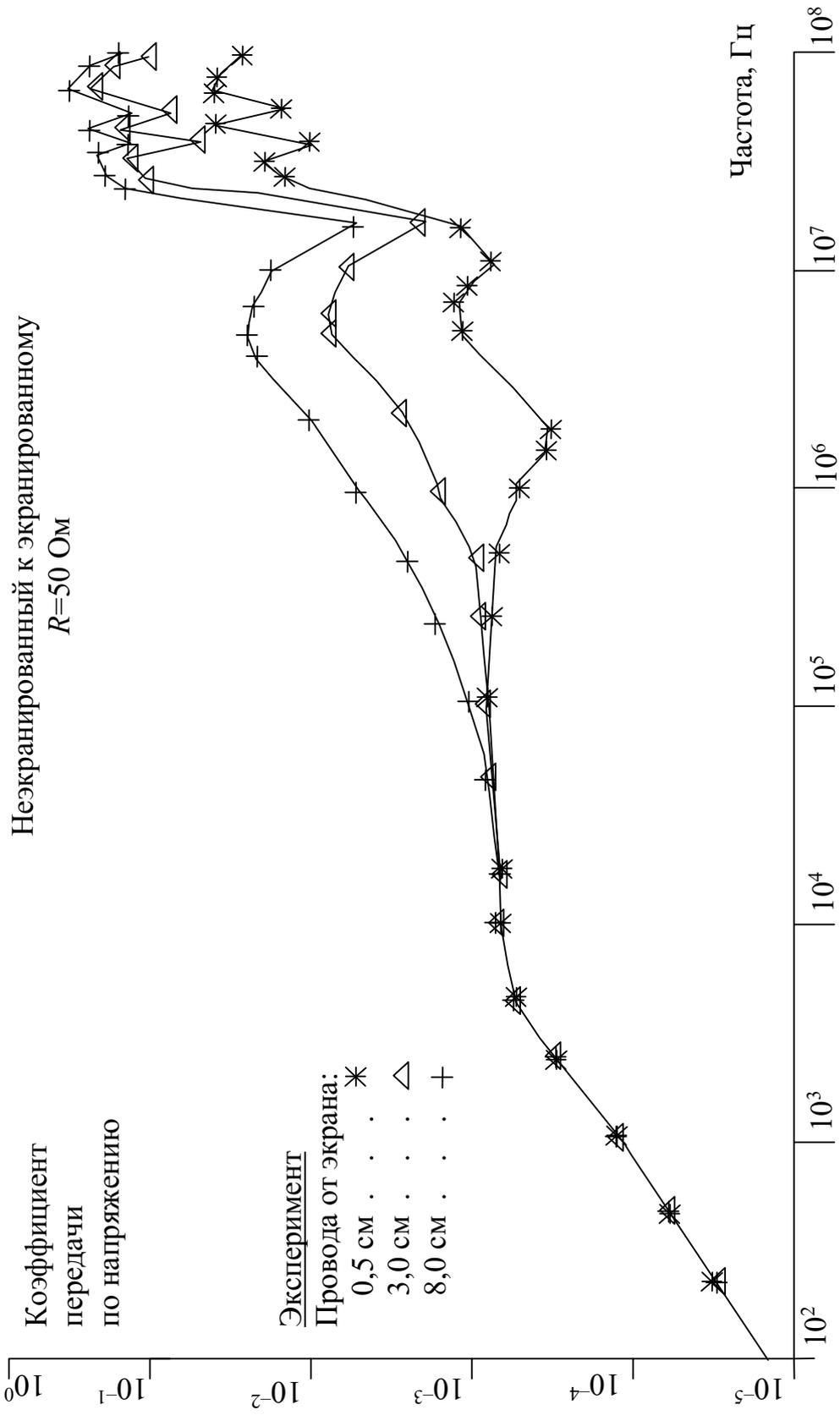


Рисунок 7.8a – Результаты эксперимента по влиянию проводов от экрана на перекрестную наводку при длине проводов 0,5; 3; 8 см, $R = 50 \text{ Ом}$

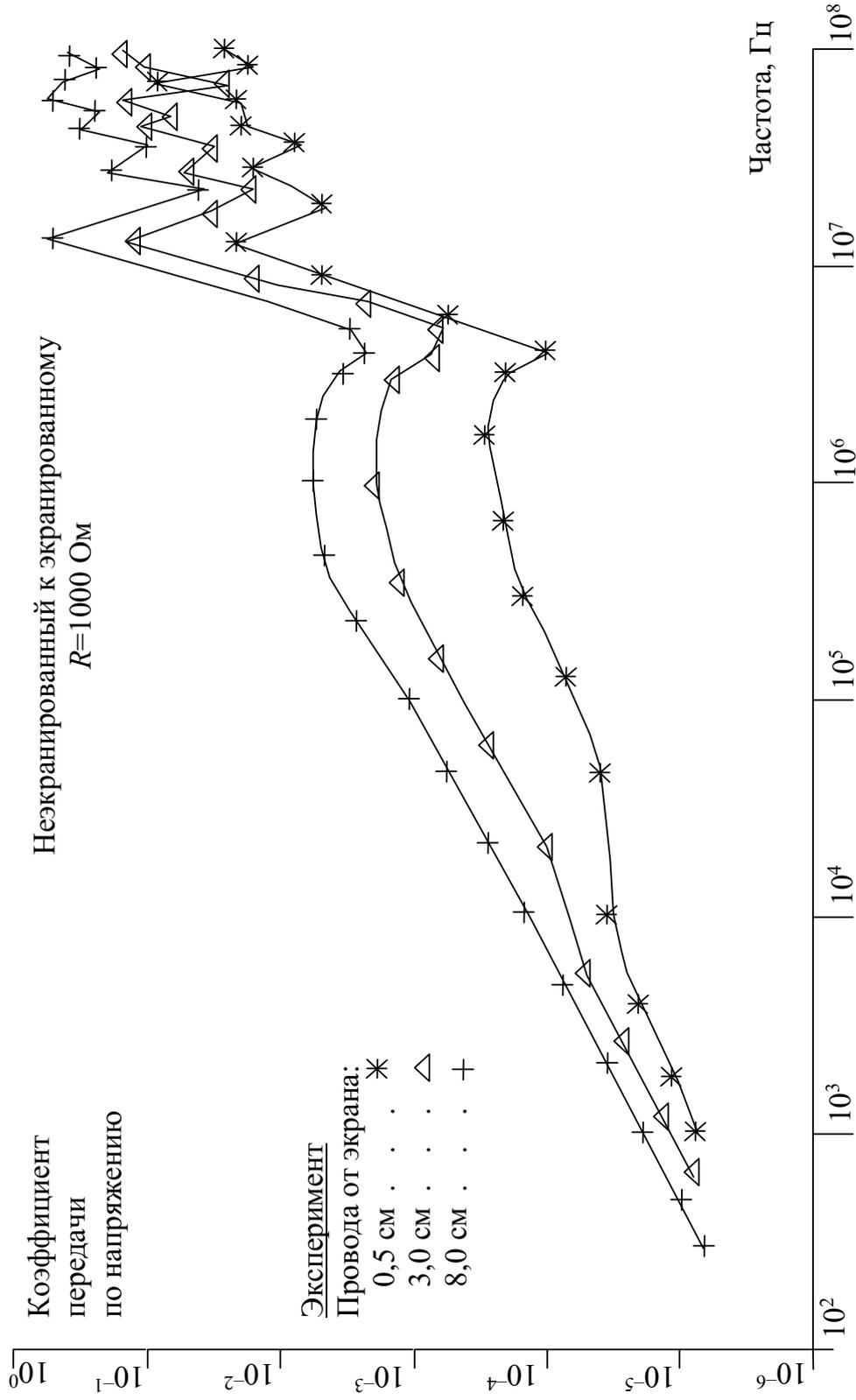


Рисунок 7.86 – Результаты эксперимента по влиянию проводов от экрана на перекрестную наводку при длине проводов 0,5; 3; 8 см, $R = 1000 \text{ Ом}$

Видно, что удлинение неэкранированной части кабеля увеличивает наводку на высоких частотах, а при высокоомных нагрузках – и на низких.

7.7 Витая пара

Уменьшить влияние магнитного поля можно свиванием прямого и обратного проводов рецептора. Экспериментальная структура для иллюстрации влияния витой пары проводов на перекрёстную наводку на ближнем конце этой пары показана на рисунке 7.9.

Результаты измерений наводки для случаев витой и невитой пар при $R = 1000, 50, 1$ Ом приведены на рисунке 7.10.

Как видно, при $R = 1000$ Ом свивание проводов очень незначительно уменьшает наводку (рисунок 7.10а). Это объясняется тем, что при высокоомных нагрузках доминирует влияние электрического поля, тогда как свивание проводов на него не влияет, а компенсирует наводки в соседних витках от магнитного поля.

При $R = 50$ Ом магнитная связь уже больше, свивание проводов уменьшает наводку примерно на 10 дБ (рисунок 7.10б).

При $R = 1$ Ом магнитная связь очень велика, свивание проводов сильно уменьшает наводку на низких частотах (рисунок 7.10в). При таком превалировании связи по магнитному полю уменьшение шага витков и точный подбор чётного числа витков могут дать снижение наводки на 40 дБ.

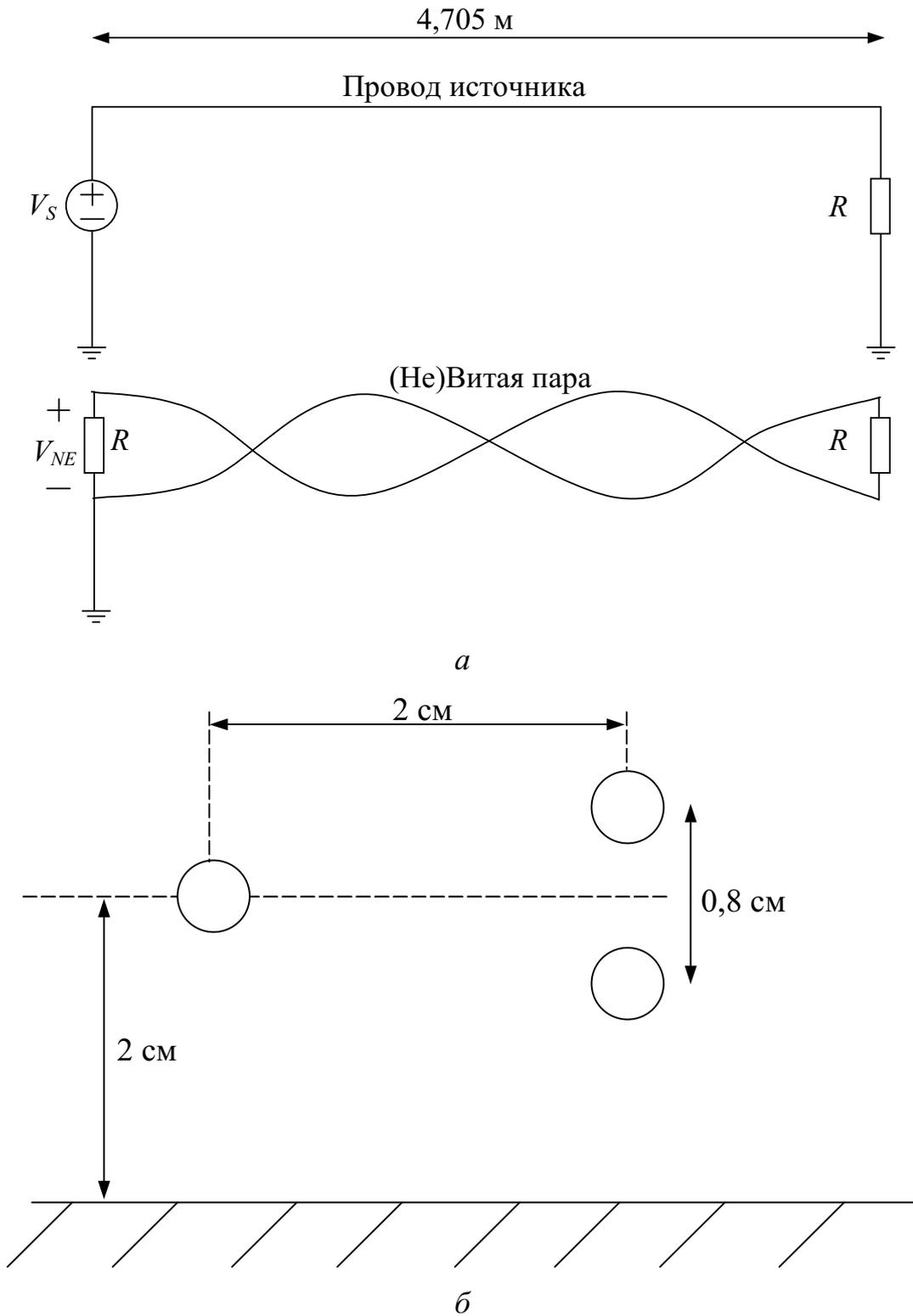


Рисунок 7.9 – Эксперимент, иллюстрирующий влияние витой пары проводов на перекрёстную наводку:
a – общий вид; *б* – поперечное сечение

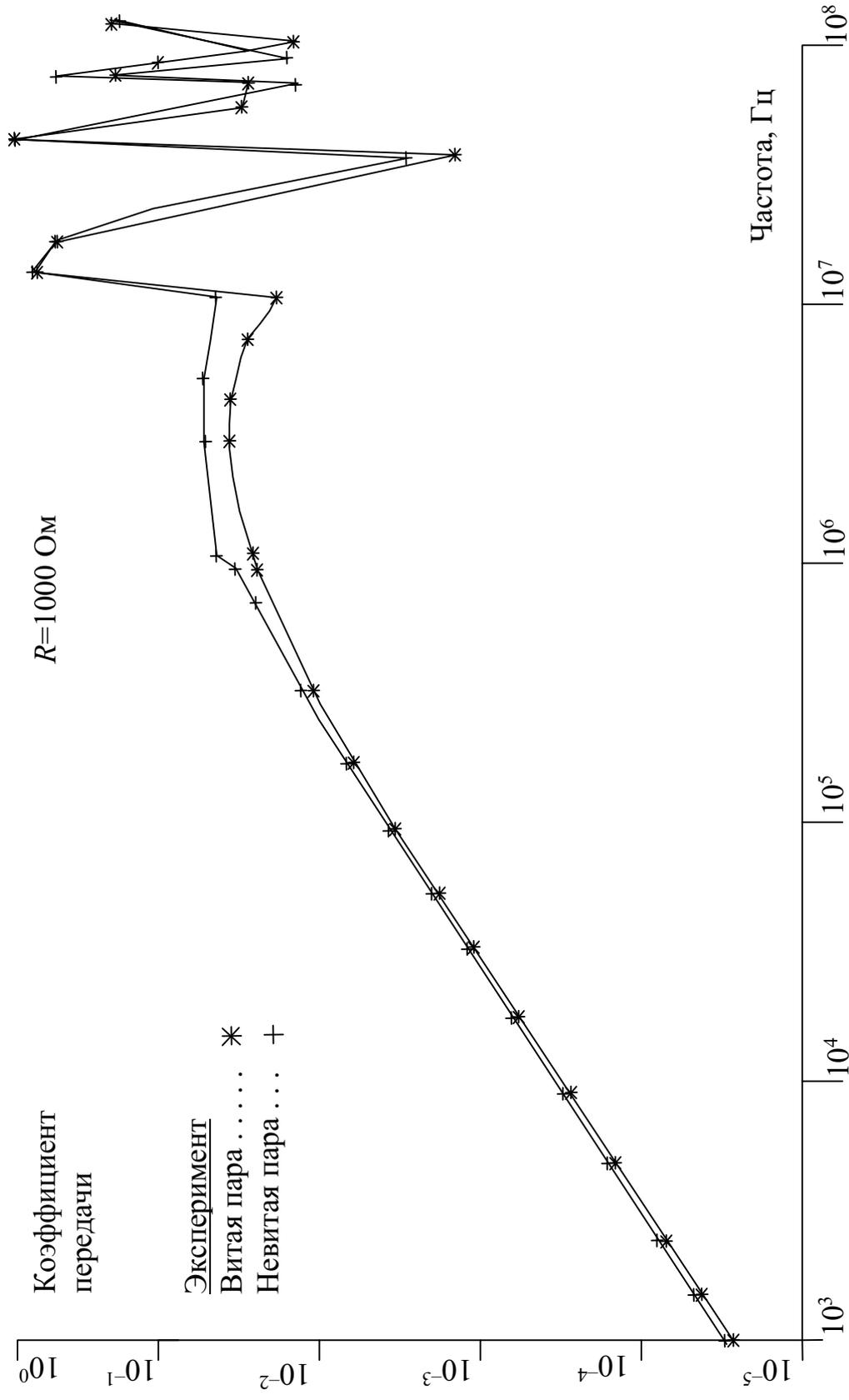


Рисунок 7.10а – Результаты эксперимента по влиянию витой пары проводов на перекрестную наводку при $R=1000 \text{ Ом}$

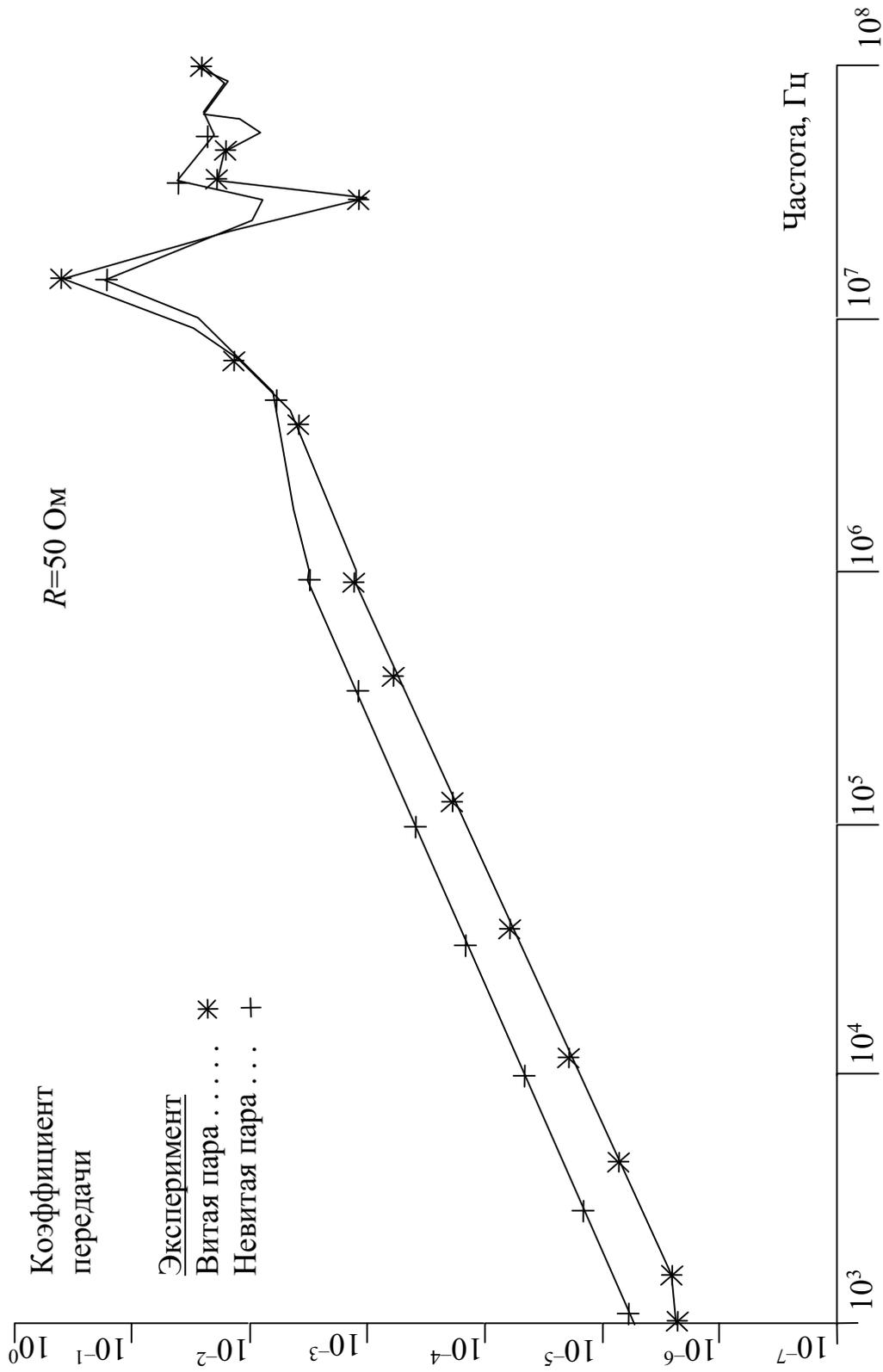


Рисунок 7.10б – Результаты эксперимента по влиянию витой пары проводов на перекрестную наводку при $R=50 \text{ Ом}$

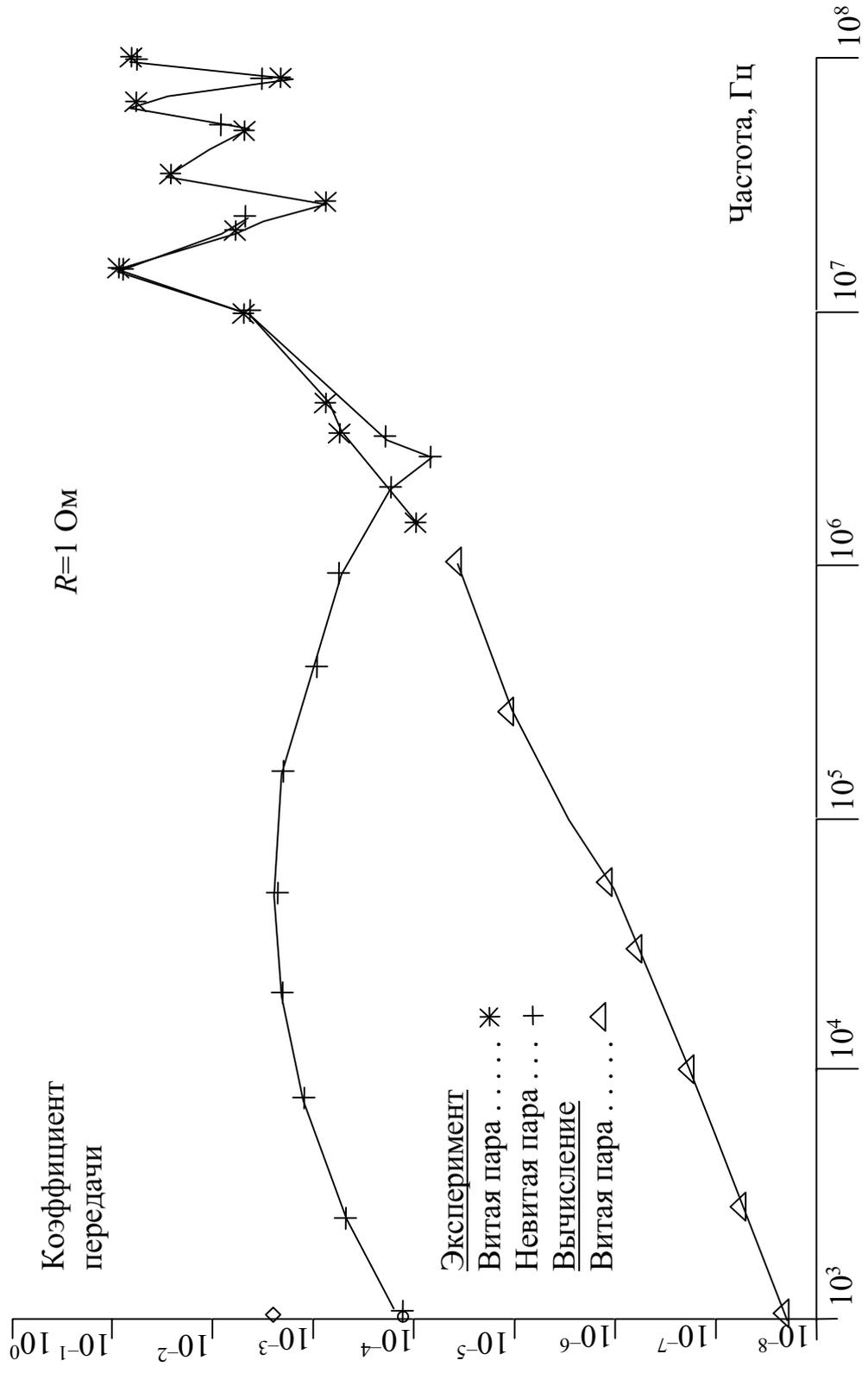


Рисунок 7.10в – Результаты эксперимента по влиянию витой пары проводов на перекрестную наводку при $R=1 \text{ Ом}$

7.8 Экранирующие прокладки

Важным средством повышения эффективности экранирования корпусов РЭА является уменьшение влияния щелей и отверстий в корпусах. Для этой цели используются различные экранирующие прокладки [16].

Из основных видов экранирующих прокладок рассмотрим металлические, выполненные из бериллиевой меди (CuBe_2) в виде полосок из обычных и витых, а также выпуклых и скользящих контактов (рисунок 7.11).

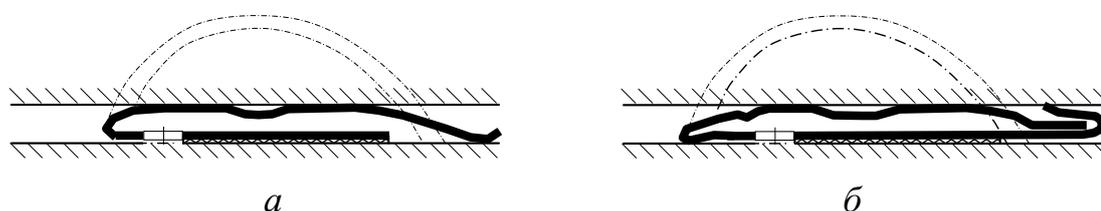
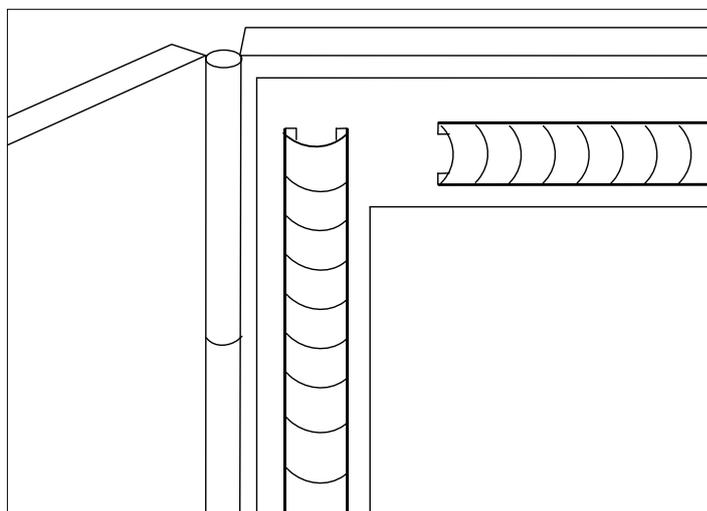


Рисунок 7.11 – Поперечное сечение выпуклого (а) и скользящего (б) контактов

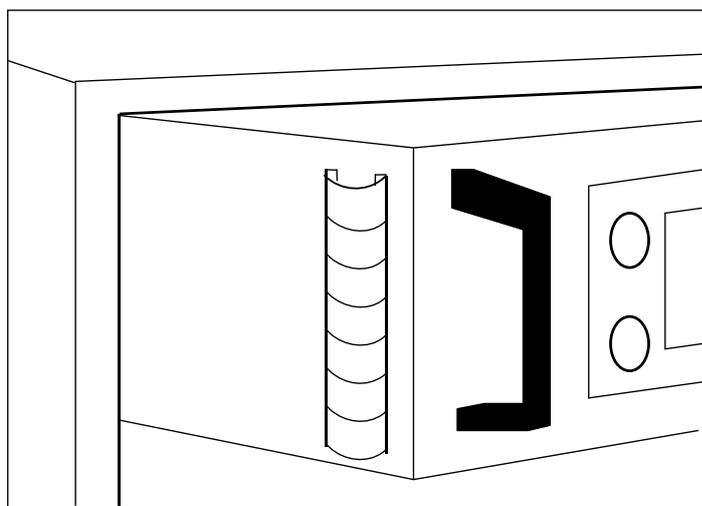
Измеренные значения их ослабления составляют более 46 дБ на 14 кГц для магнитного поля и около 108 дБ на 10 ГГц для плоской волны. Они могут крепиться к корпусу посредством надевания, пайки, заклепок, винтов или двусторонней клеящей ленты. Примеры их применений показаны на рисунке 7.12. Отметим, что контактные полоски выпускаются самых различных форм и размеров. Ширина полоски составляет от единиц до десятков миллиметров, а длина – сотни миллиметров, причем по длине полоска может легко изгибаться, например, в кольцо. Кроме того, выпускаются экраны с контактным фланцем, надеваемые на самые различные соединители РЭА для уменьшения влияния отверстия в корпусе под соединитель.

Известны спиральные экранирующие прокладки, укладываемые для предотвращения их сильной деформации или смещения в специальные канавки в корпусе (таблица 7.1). Спирали изготавливаются из витков покрытой оловом бериллиевой меди или нержавеющей стали. Первая обеспечивает лучшее экранирование и является одним из немногих материалов, коррозионно совмести-

ных с алюминием, что важно в условиях высокой влажности или соленой воды. Вторая используется, если важна коррозионная стойкость нержавеющей стали или понижены требования к гибкости, экранирующим свойствам и предпочтителен менее дорогой вариант.



a

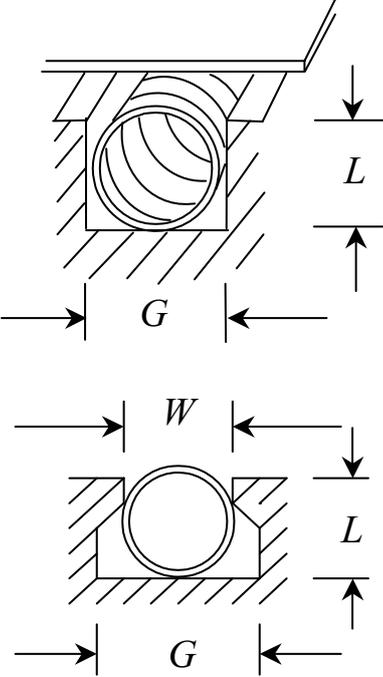


б

Рисунок 7.12 – Контактные полоски между дверью и корпусом (*a*), между блоком и шкафом (*б*)

Спирали выпускаются в трёх вариантах жесткости – малой, средней и стандартной, которые для сжатия спирали на 25 % диаметра требуют усилия около 400, 1800 и 3400 г/см соответственно.

Таблица 7.1 – Рекомендуемые варианты установки и установочные размеры для экранирующих спиралей разных диаметров

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

Для установки спирали не в канавке, а в произвольном месте корпуса выпускают спираль с прикреплённой к ней полоской твердого или вспененного эластомера с липкой лентой (рисунок 7.13).

Для экранирования вентиляционных отверстий служат экранирующие вентиляционные панели. Они имеют сотовую структуру и изготавливаются из стали или алюминия. Например, панель толщиной 25 мм с диаметром отверстия сотов 4,5 мм из листовой стали толщиной 0,15 мм, обеспечивая проход воздуха 88 %, даёт ослабление 60 дБ на 10 кГц для магнитного поля, 110 дБ на 10 МГц для электрического поля, 100 дБ на 1 ГГц для плоской волны. Панели поставляются отдельно или уже полностью установленными в проводящую раму с заземляющими контактами и крепёжными отверстиями. Для увеличения ослабления поля и предотвращения поляризационных эффектов используют сдвинутые двойные панели в одной раме (рисунок 7.14).

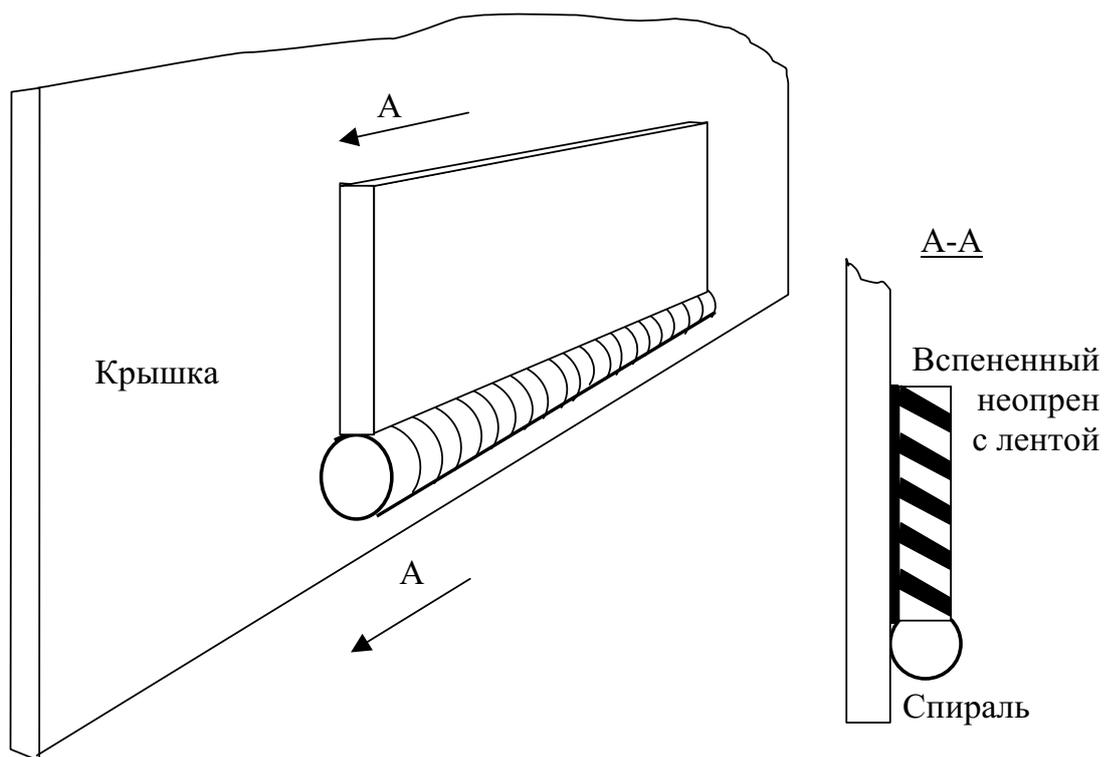


Рисунок 7.13 – Установка экранирующей спирали с прикреплённой к ней полоской твёрдого или вспененного эластомера с липкой лентой

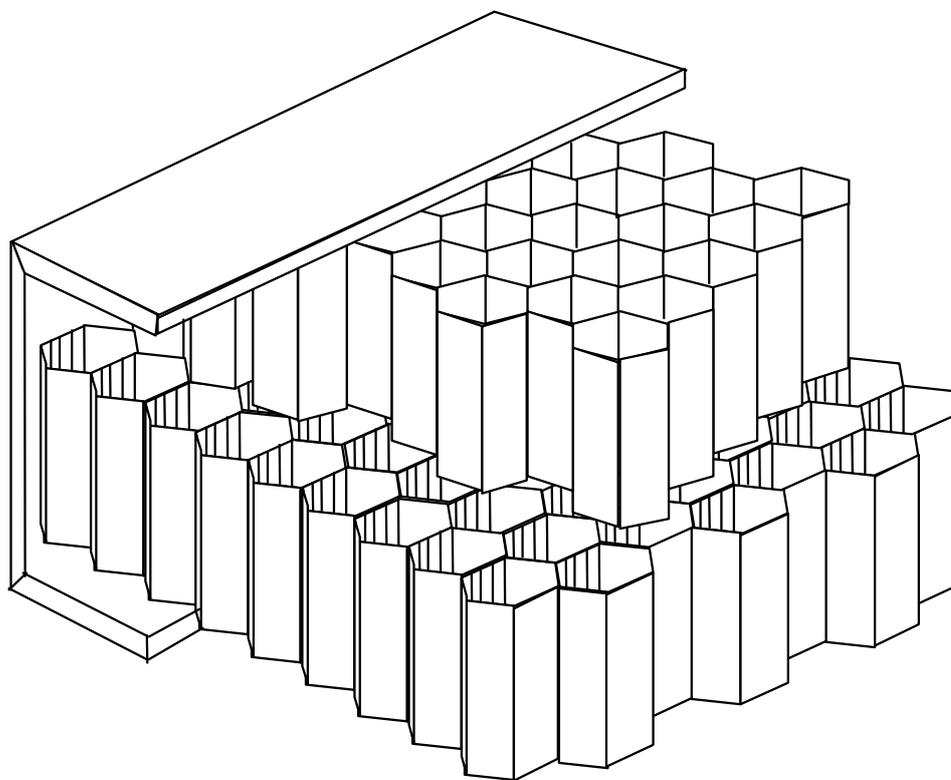


Рисунок 7.14 – Фрагмент двух сдвинутых экранирующих вентиляционных панелей в одной раме

Экранирующие окна полностью прозрачны, но обеспечивают эффективное электромагнитное экранирование. Они состоят из двух слоев стекла, поликарбоната или акрила, между которыми расположена тонкая металлическая сетка, выходящая на края окна с хорошим контактом к проводящей раме. Характеристики экранирующих окон с сеткой из меди, бронзы и нержавеющей стали приведены в таблице 7.2.

Таблица 7.2 – Характеристики экранирующих окон с сеткой из разных металлов

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

Другая большая группа экранирующих изделий – прокладки из электрически проводящих эластомеров. Они состоят из эластомерной (силиконовой или флюоросиликоновой) основы и серебряного наполнителя. В зависимости от технических требований наполнителем могут быть покрытые серебром медные или алюминиевые частицы, стеклянные шарики или частицы чистого серебра. Кроме того, в качестве наполнителя используют никель, никель/графит и уголь. Эластомерные прокладки имеют объемное сопротивление 0,002–0,2 Ом·см и обеспечивают хорошее затухание (от 50 до 120 дБ в зависимости от материалов и длины волны), а также защищают от пыли и влаги. Они выпускаются в виде листов, литых или экструдированных отрезков, которые можно прикреплять к поверхности. Для внешних применений, в частности в морском климате, важно уменьшать гальваническую коррозию, которая происходит при соприкосновении в электролите (соленой

воде) двух металлов с разными электрохимическими свойствами (таблица 7.3).

Таблица 7.3 – Гальваническая совместимость типа наполнителя эластомерных прокладок и различных металлов корпусов

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

Используются для экранирования и сеточные прокладки – деформируемые электромагнитные экраны, сделанные из вязаного провода в виде мелкой сетки. Они изготавливаются прямоугольного или круглого поперечного сечения, сплошными или полыми, имеют отличную эластичность, очень адаптивны и обеспечивают хороший контакт и экранирование. Материалом сеточных прокладок, как правило, является монель (медно-никелевый сплав) или стальной провод с медным слоем, покрытым оловом, а также может использоваться нержавеющая сталь, алюминий или бериллиевая медь. Полые сеточные прокладки из бериллиевой меди имеют повышенные механические характеристики и эффективность

экранирования на 20 дБ больше, чем из традиционных материалов. Эти прокладки обладают отличной упругостью, обеспечивают постоянный контакт в каждой точке (100 % восстановления исходной высоты при сжатии до 75 %) при очень малых усилиях на сжатие (на 80 % меньше, чем у эластомеров), малом весе (на 75 % меньше, чем традиционная оплётка) и длительном сроке службы. Варианты установки трёх видов прокладок показаны на рисунке 7.15.

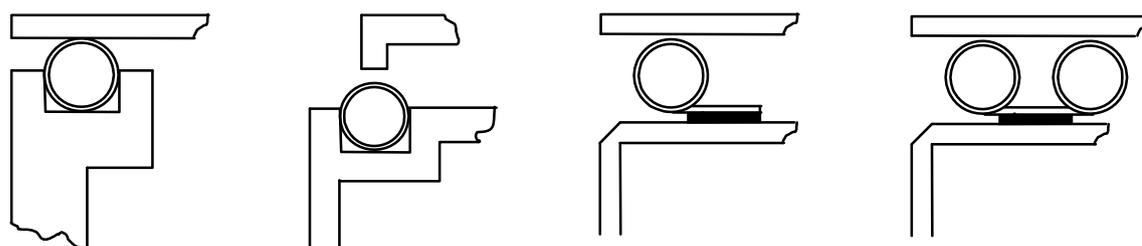


Рисунок 7.15 – Варианты установки сеточных прокладок (слева направо): полый стержень в паз под плоскую крышку; полый стержень в паз под крышку с загнутым краем; полый стержень на ребре с липкой лентой (возможны дополнительные фиксаторы); два полых стержня на ребре с липкой лентой (возможны дополнительные фиксаторы или резьбовое крепление)

Используются также деформируемые экранирующие прокладки, состоящие из улучшающего эластичность и контакт круглого или прямоугольного стержня из вспененного неопрена или силикона (или силиконовой трубки), на который надета обеспечивающая электропроводность одно- или двухслойная оплётка из вязаного провода. Помимо электромагнитного экранирования, такие прокладки защищают от пыли и воды. Наконец, выпускаются комбинированные экранирующие прокладки в виде оплётки из вязаного провода просто или с силиконовым стержнем. Оплётка присоединена с одной стороны к полоске из вспененного или твердого эластомера с липкой лентой для крепления или без неё. Частотные зависимости эффективности экранирования типовых комбинированных прокладок приведены на рисунке 7.16.

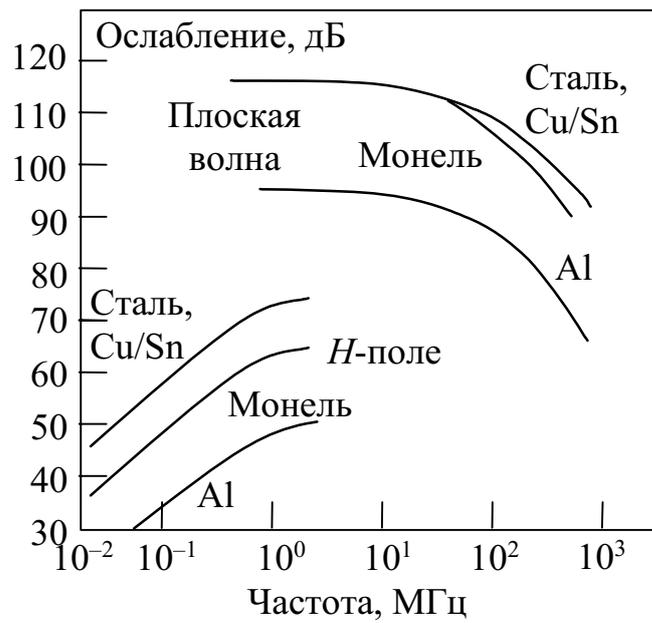


Рисунок 7.16 – Частотные зависимости эффективности экранирования типовых комбинированных прокладок

8 ФИЛЬТРАЦИЯ

8.1 Назначение фильтров

Основным средством ослабления кондуктивных эмиссий, создаваемых в цепях питания и коммутации постоянного и переменного токов аппаратуры, является фильтрация. Предназначенные для этой цели помехоподавляющие устройства – фильтры – позволяют снижать кондуктивные эмиссии как от внешних, так и от внутренних источников. Помехоподавляющие фильтры – это широкополосные фильтры нижних частот (ФНЧ). Фильтры в цепях питания строятся как индуктивно- или резистивно-ёмкостные. Типовые схемы включения ФНЧ показаны на рисунке 8.1.

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

Фильтр должен размещаться непосредственно на выходе сетевого кабеля питания из изделия, а источник вторичного питания – как можно ближе к фильтру. Это уменьшит влияние эмиссий, излучаемых внутри изделия, на кондуктивные эмиссии от него, а также помехи в обратном направлении (рисунок 8.2).

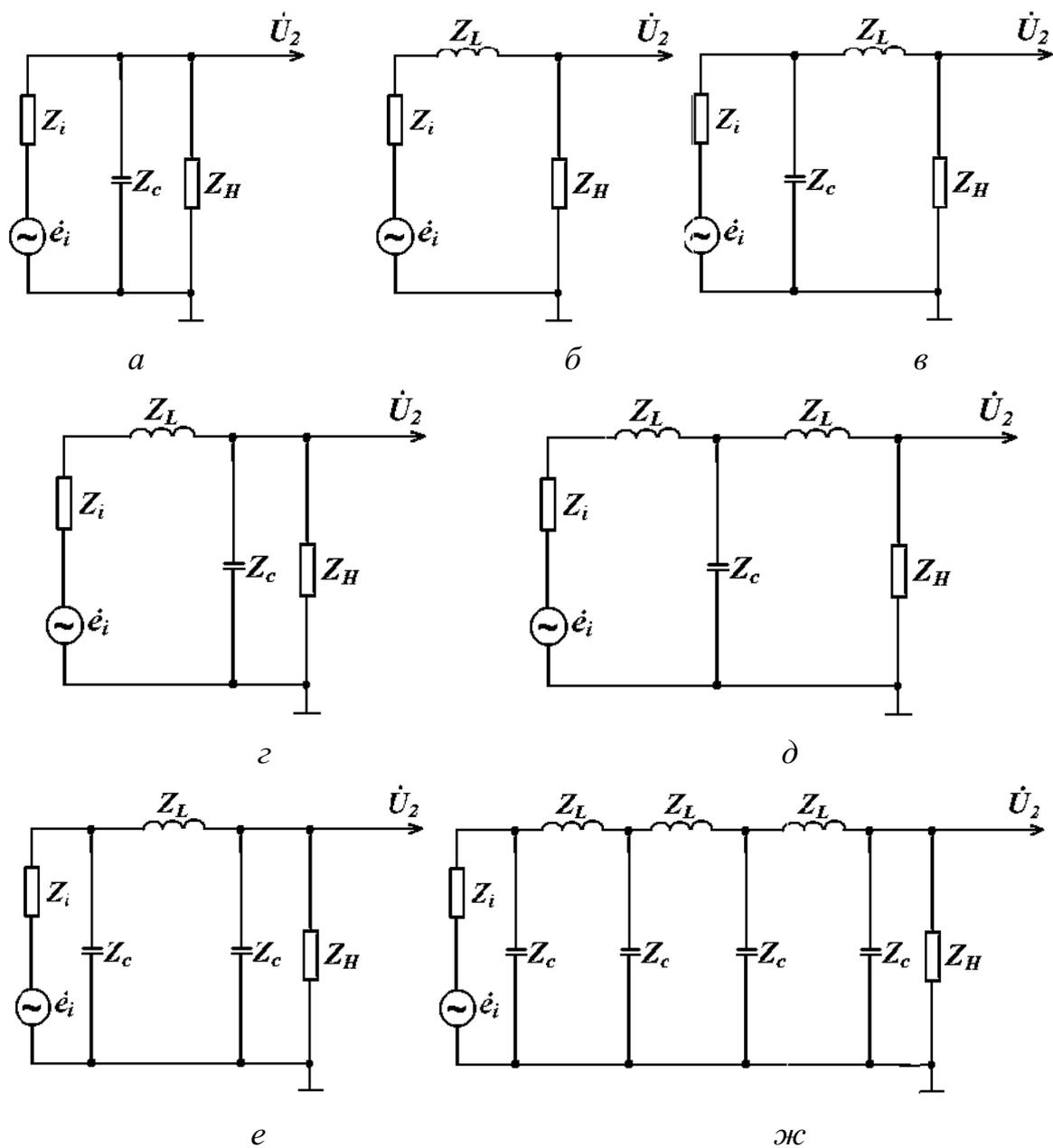
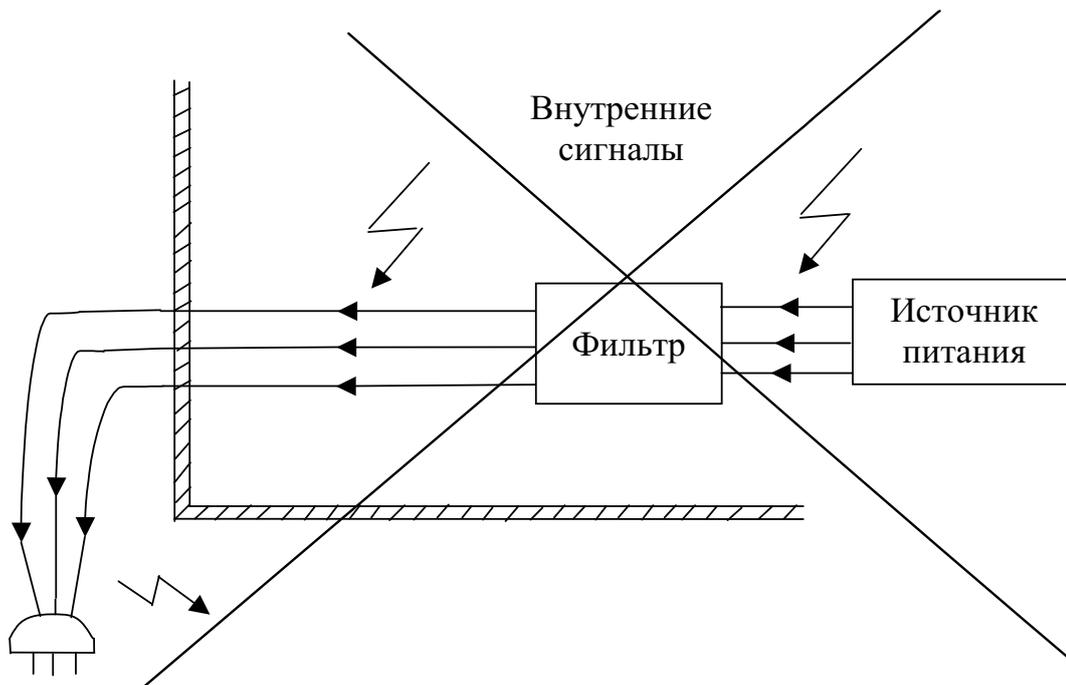
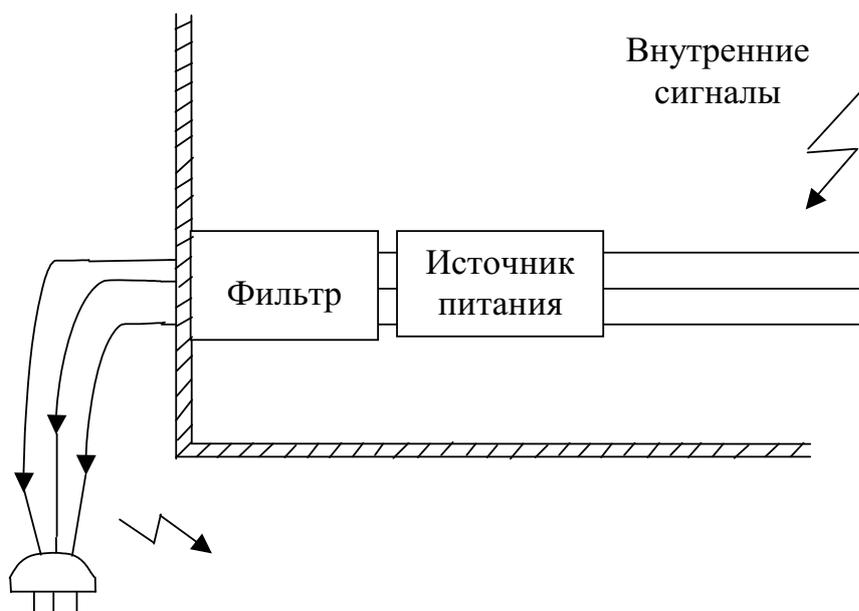


Рисунок 8.1 – Схемы помехоподавляющих фильтров:
 а – ёмкостного; б – индуктивного; в – ёмкостно-индуктивного;
 г – индуктивно-ёмкостного; д – Т-образного; е – П-образного;
 ж – многозвенного



а



б

Рисунок 8.2 – Иллюстрация неправильного (а) и правильного (б) размещения фильтра и источника питания

8.2 Синфазный и противофазный токи

В ЭМС широко используются понятия *синфазного и противофазного токов*, помогающие определить причины помех и выработать пути их уменьшения. Рассмотрим пару проводов, по

которым протекают токи I_1 и I_2 (рисунок 8.3). Можно разложить эти токи на две составляющие, называемые синфазным I_C (common-mode) и противофазным I_D (differential-mode) токами:

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

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

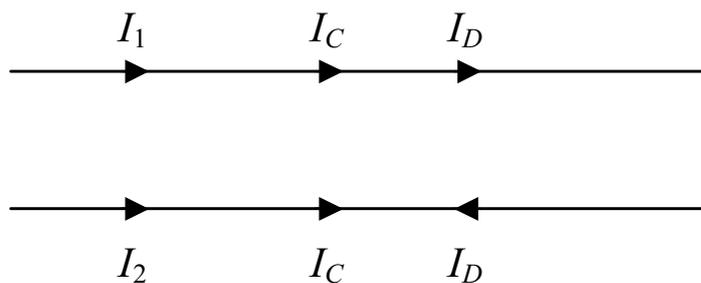


Рисунок 8.3 – Разложение токов I_1 и I_2 на компоненты синфазного I_C и противофазного I_D токов

Оценим качественно вклад каждого из этих токов в излучаемые эмиссии от пары проводников. Результирующая напряженность электрического поля E в точке наблюдения складывается из полей, создаваемых каждым из токов. Противофазные токи противоположны. Следовательно, создаваемые ими электрические поля также противоположны и будут взаимно вычитаться и компенсироваться. Но поскольку проводники не совпадают и расстояние от каждого проводника до точки наблюдения различно, то поля от них не будут компенсироваться полностью, т. е. останется их небольшая разность. С другой стороны, поскольку синфазные токи в каждом из проводников сонаправлены, то создаваемые ими поля будут складываться и вносить много больший вклад в ре-

зультирующее поле, чем противофазные токи. Таким образом, даже малый синфазный ток может создать такой же уровень излучаемого электрического поля, как и большой противофазный ток. Поэтому основной причиной излучения электрических полей реальными изделиями является протекание в их проводниках синфазных токов.

8.3 Синфазный дроссель

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

Пусть два провода с токами I_1 и I_2 намотаны на ферромагнитное кольцо (рисунок 8.4,а). Допустим, что обмотки идентичны, так что $L_1 = L_2 = L$. Импеданс одной обмотки $Z_1 = V_1/I_1 = (pLI_1 + pMI_2)/I_1$. Определим, чему равен импеданс отдельно для синфазного и противофазного токов. Для синфазного тока $I_1 = I_C$ и $I_2 = I_C$, их подстановка в формулу для импеданса даёт $Z_C = p(L + M)$. Для противофазного тока $I_1 = I_D$ и $I_2 = -I_D$, тогда получаем $Z_D = p(L - M)$. Если обмотки симметричны и весь магнитный поток сосредоточен в сердечнике, т. е. поток одной обмотки полностью пронизывает вторую обмотку, то $L = M$ и тогда $Z_D = 0$. Следовательно, в идеальном случае синфазный дроссель не влияет на противофазные токи, но для синфазных токов каждая его обмотка представляет собой импеданс $2L$ (рисунок 8.4). Таким образом, синфазные дроссели могут эффективно блокировать синфазные токи. Для этого провода должны наматываться вокруг сердечника так, чтобы потоки в нем от двух синфазных токов складывались, а от противофазных – вычитались. На практике часто используют витки из обоих проводов, что особенно удобно, если провода находятся в одном кабеле (рисунок 8.5).

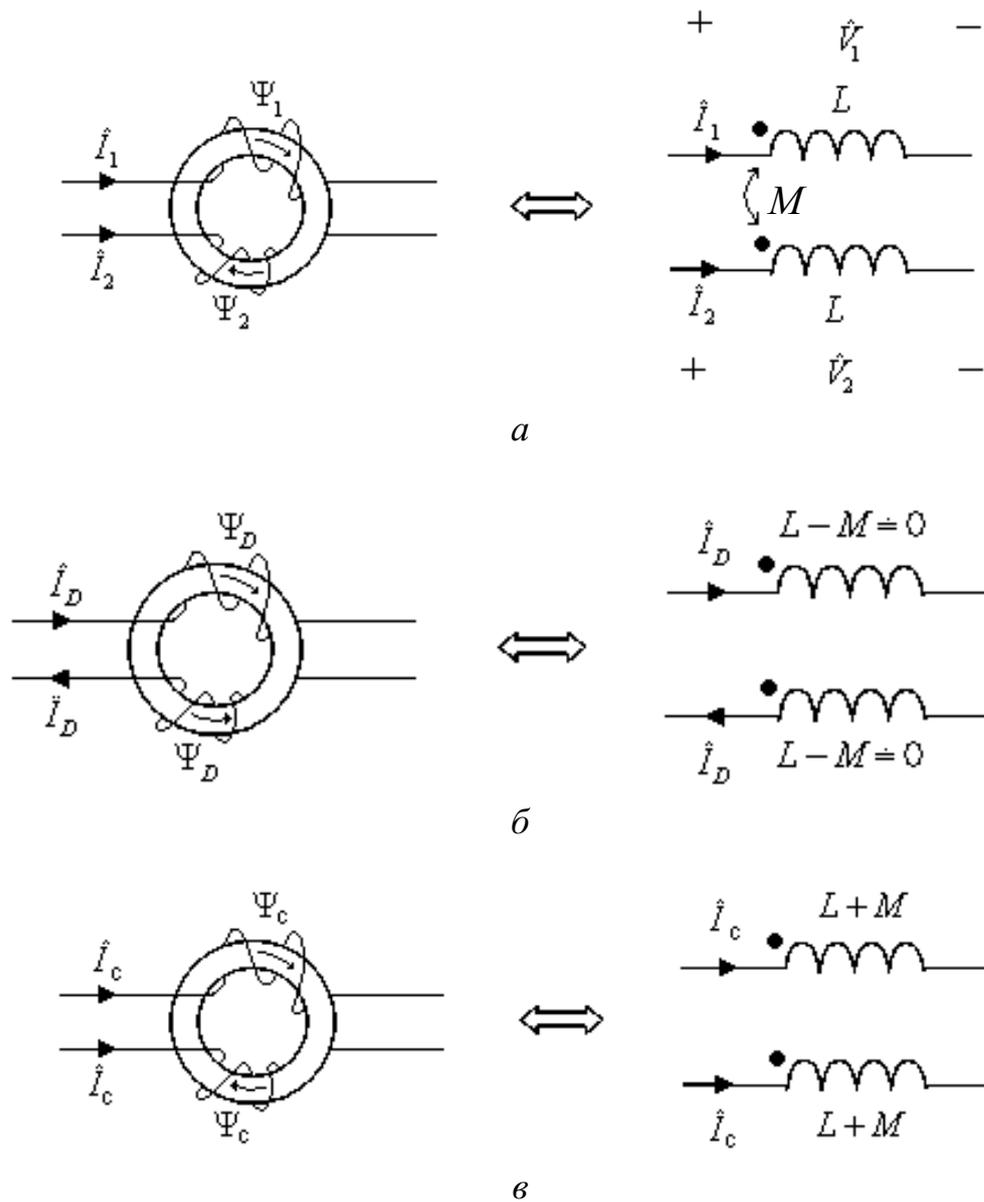


Рисунок 8.4 – Моделирование влияния синфазного дросселя на токи: а – в двух проводах; б – противофазные; в – синфазные

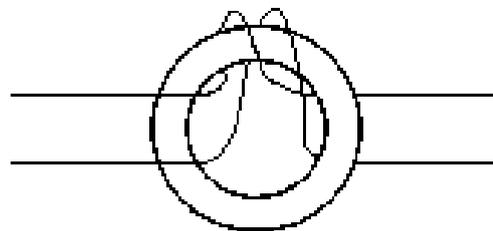


Рисунок 8.5 – Синфазный дроссель, навитый двумя проводами

В заключение обратим внимание ещё на одну замечательную особенность синфазного дросселя: *магнитные потоки, создавае-*

мые большими противофазными токами, взаимокompенсуются в сердечнике и не насыщают его. Это особенно важно, поскольку именно противофазные токи являются полезными, функциональными токами, обычно большими по значению.

8.4 Фильтр сетевого питания

Рассмотрим стандартный фильтр сетевого питания в качестве средства уменьшения кондуктивных эмиссий от изделия (рисунок 8.6). Измерения производятся с помощью LISN (см. рисунок 3.10). Измеряются напряжения «фаза-земля» и «нейтраль-земля» на 50-омных резисторах LISN, которые затем переводятся в напряжения противофазной и синфазной мод. На рисунке 8.7 показано, как последовательное добавление элементов стандартного фильтра сетевого питания уменьшает кондуктивные эмиссии от реального изделия до уровня 48 дБ по стандарту FCC.

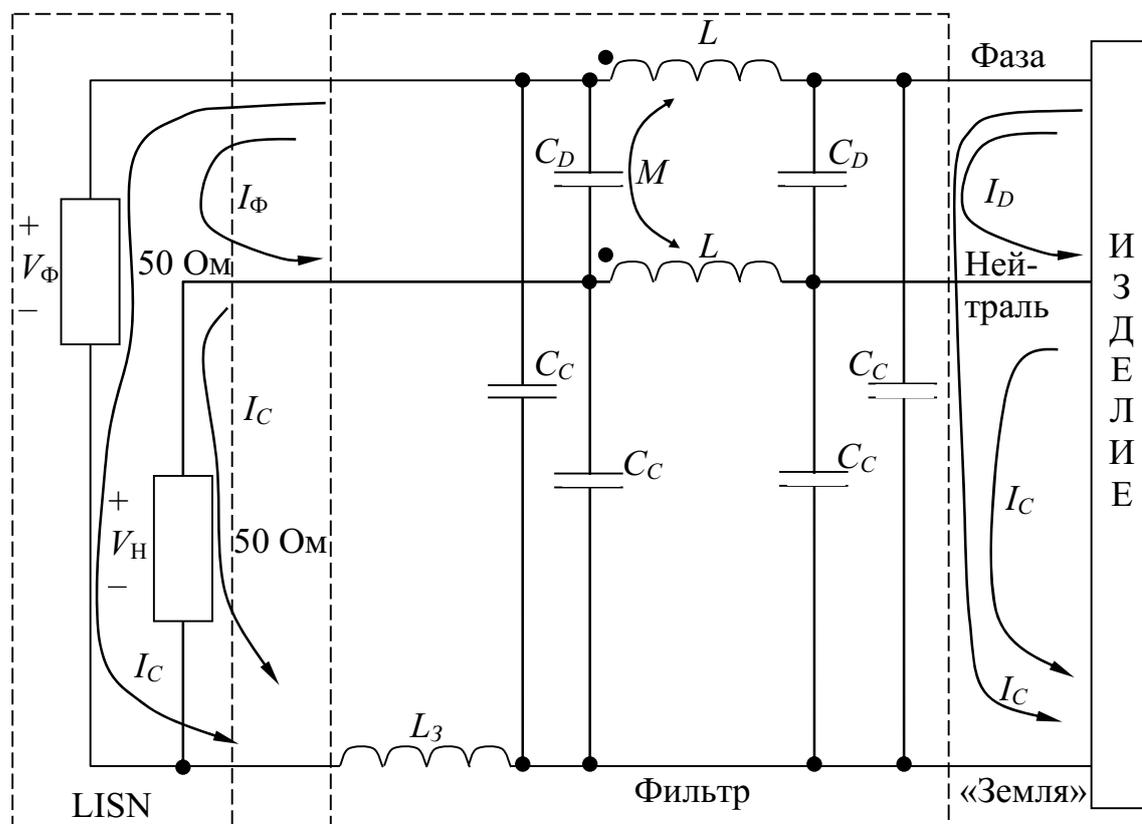
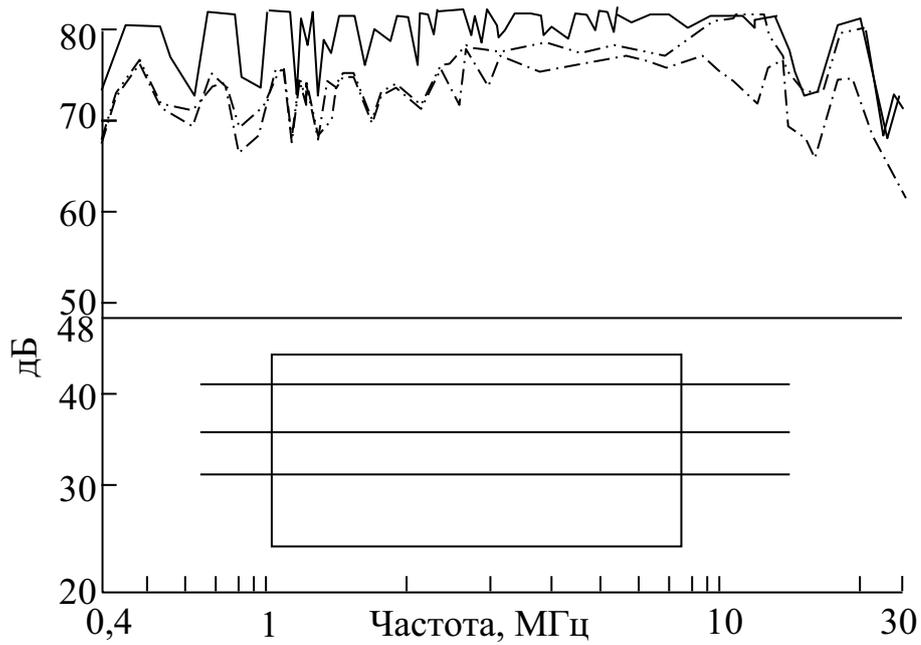
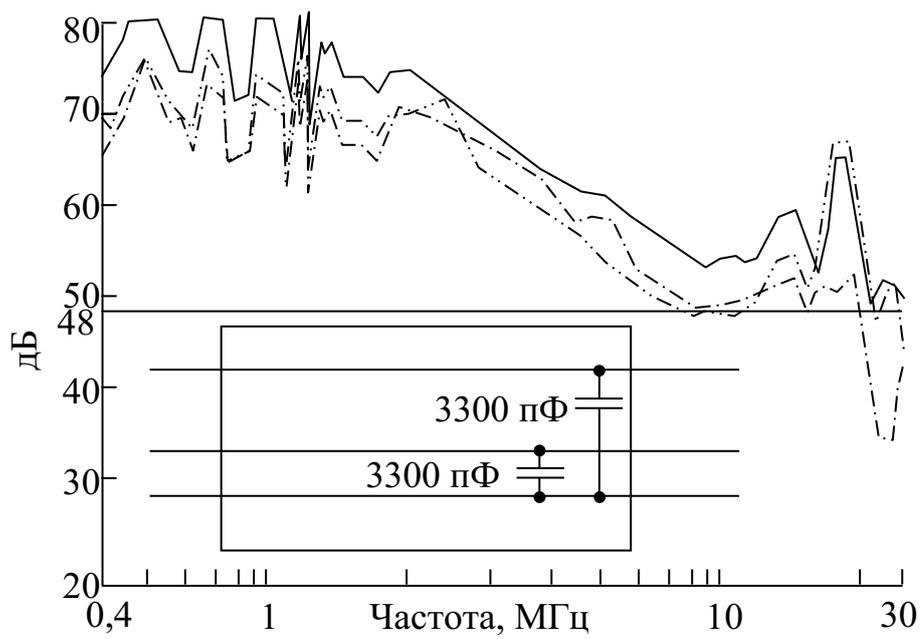


Рисунок 8.6 – Схема включения сетевого фильтра



a



б

Рисунок 8.7 – Влияние элементов фильтра на напряжение (на резисторе 50 Ом в LISN) кондуктивных эмиссий от изделия: нейтраль-земля (—); противофазная мода (- · -); синфазная мода (- · · -) (начало, продолжение см. на с. 113)

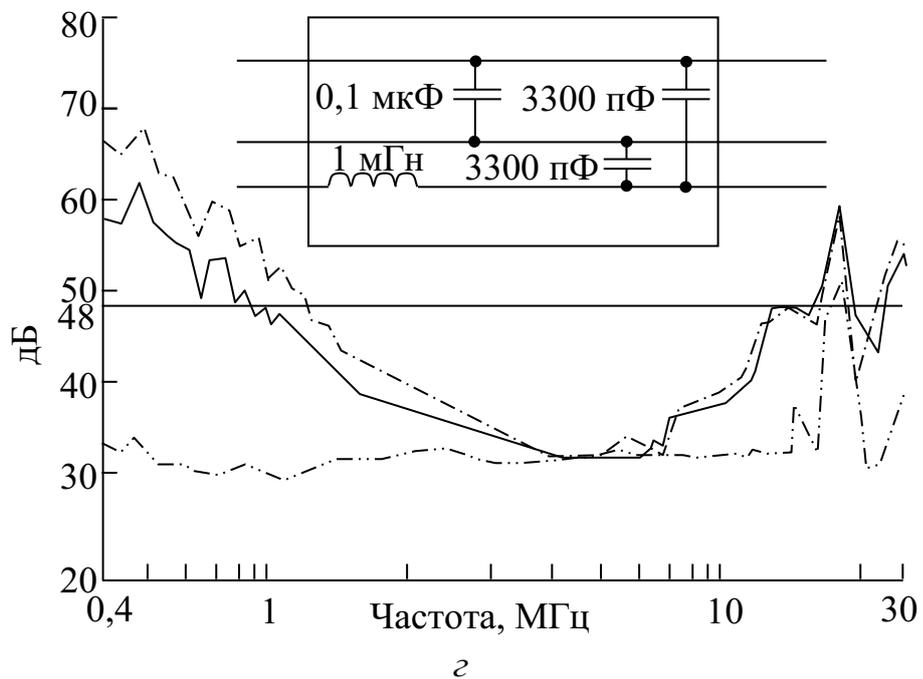
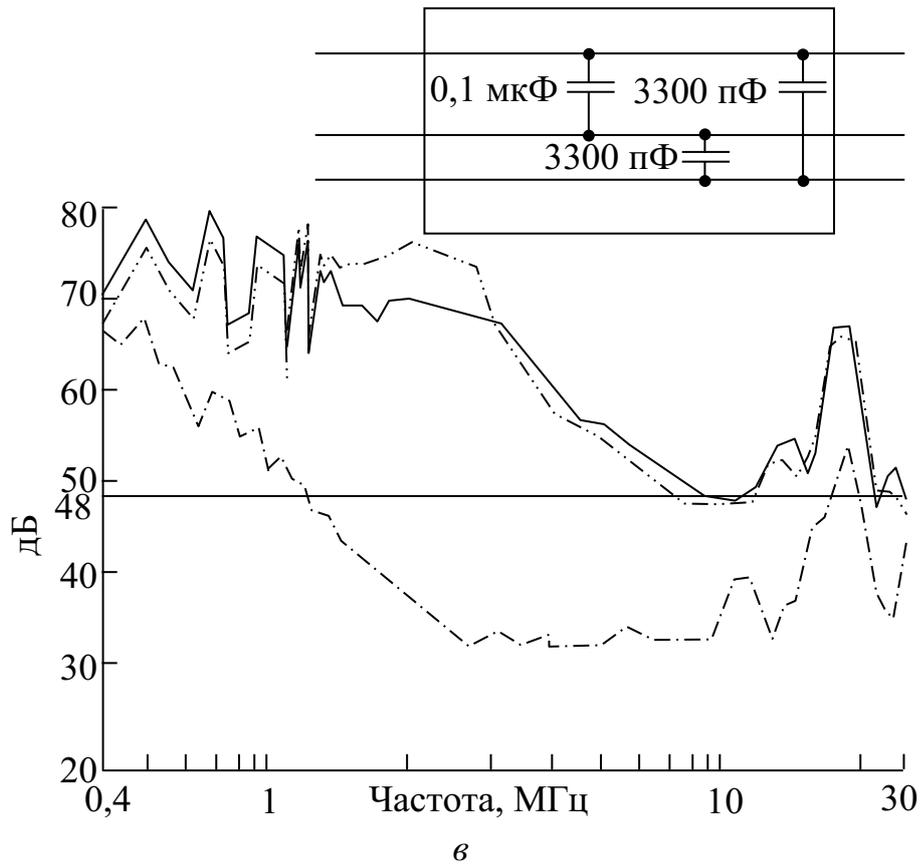


Рисунок 8.7 – Продолжение
(начало см. на с. 112, окончание – на с. 114)

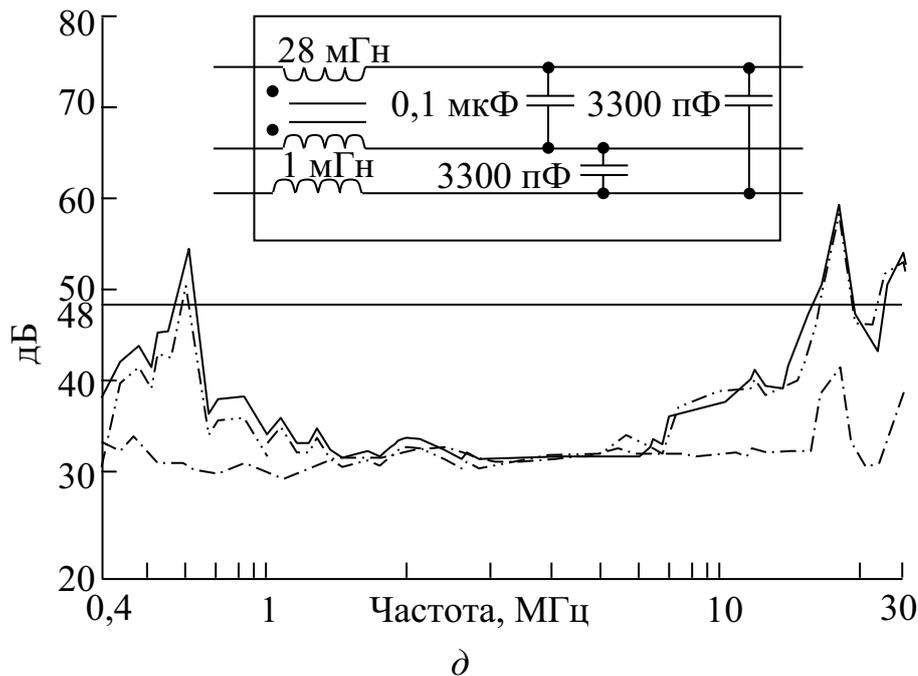


Рисунок 8.7 – Окончание
(начало см. на с. 112)

8.5 Использование ферритов с потерями

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

Для удовлетворения потребностей промышленности в области ЭМС разработаны разрезанные пополам ферриты, фиксируемые вокруг проводки даже после того, как она завершена. Они имеют адаптируемые характеристики; малый разброс параметров; возможность простого увеличения вносимого ослабления за счет изменения размера или количества витков; легкую модификацию; удобную установку; встроенное крепление; малое насыщение сердечника в режиме постоянного тока; малую стоимость. Воздушный зазор в разрезанных ферритах увеличивает максимальный

ток, лишь незначительно уменьшая импеданс по сравнению со сплошными ферритами такого же размера.

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

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

Существует множество разновидностей формул и возможных уровней характеристик ферритов, которые определяют электрические, магнитные и механические свойства. Самая известная характеристика ферритов выражается магнитной проницаемостью μ – отношением магнитной индукции к напряжённости магнитного поля. Материалы обычно различаются по начальной проницаемости μ_i .

Например, фирма FerriShield выпускает три основных вида ферритов, которые совместно перекрывают весь спектр радиочастотных помех: для частот от 10 МГц до 1 ГГц рекомендуется феррит #28; для верхних частот этого диапазона и ещё более высоких частот – феррит #25; для частот от 1 до 30 МГц – феррит #33 (рисунок 8.8).

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

Для практического использования ферритов полезно провести инженерный расчёт ожидаемых результатов. Исходными данными для расчета являются частота, на которой требуется максимальное ослабление; значение необходимого ослабления; начальная магнитная проницаемость феррита; ожидаемое изменение ослабления; среда установки и требования к механической установке.

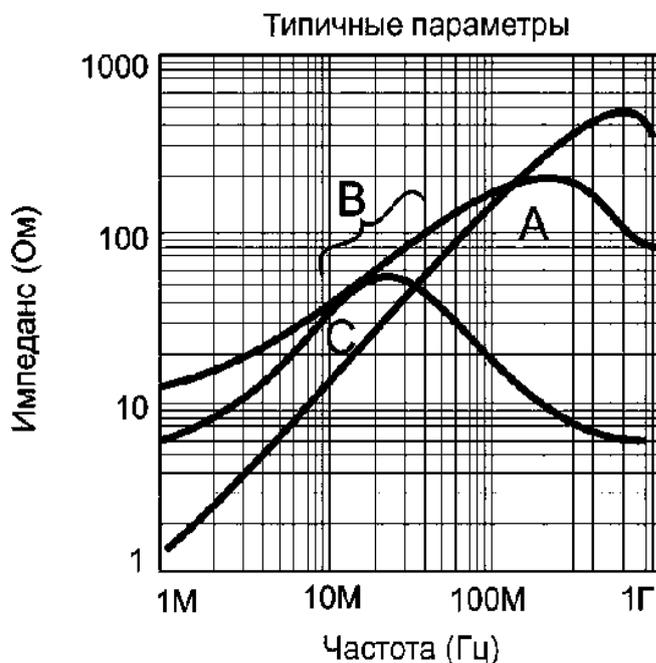


Рисунок 8.8 – Типичные частотные характеристики импеданса: А – высокочастотный феррит #25, $\mu_r = 125$;
 В – стандартный феррит #28, $\mu_r = 850$;
 С – низкочастотный феррит #33, $\mu_r = 2700$

Выбор типа феррита должен быть согласован с частотным диапазоном, в котором требуется ослабление (см. рисунок 8.8). Оптимальным будет феррит, у которого частота максимального ослабления совпадает с требуемой частотой максимального ослабления. Эффективность фильтра оценивается отношением напряжений в цепи без фильтра и с фильтром, называемым вносимыми потерями (дБ):

$$20 \lg \frac{Z_A + Z_B + Z_F}{Z_A + Z_B},$$

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

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

Для увеличения вносимых потерь в цепи с высоким импедансом можно увеличить объём феррита, что повысит импеданс почти пропорционально объёму (рисунок 8.9,*а*), или увеличить число витков либо проходов через феррит, что повысит импеданс почти пропорционально квадрату этого числа, но уменьшит частоту максимального затухания (рисунок 8.9,*б*).

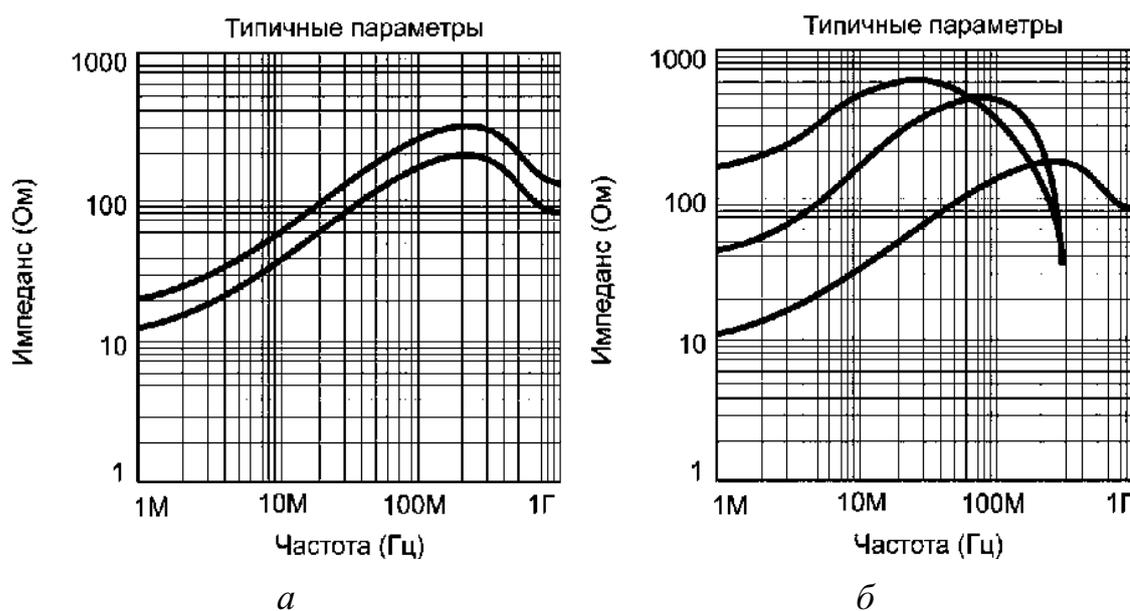


Рисунок 8.9 – Рост вносимых потерь за счёт увеличения объёма феррита от 2,16 до 4,32 см³ (*а*) и числа витков: 1, 2, 4 (*б*)

Ферриты размещают на кабеле вблизи его выхода из корпуса изделия, которое может быть источником высокочастотных кондуктивных помех. Если кабель соединяет изделия, каждое из которых может быть источником помех, то ферриты могут потребоваться на каждом конце кабеля (рисунок 8.10).

Отметим, что, кроме надевания на кабели, используется накрывание только одной половиной феррита, что обеспечивает 30–40 % импеданса полного кольца. Варианты такой установки феррита на печатную плату и непосредственно на корпус микросхемы показаны на рисунке 8.11.

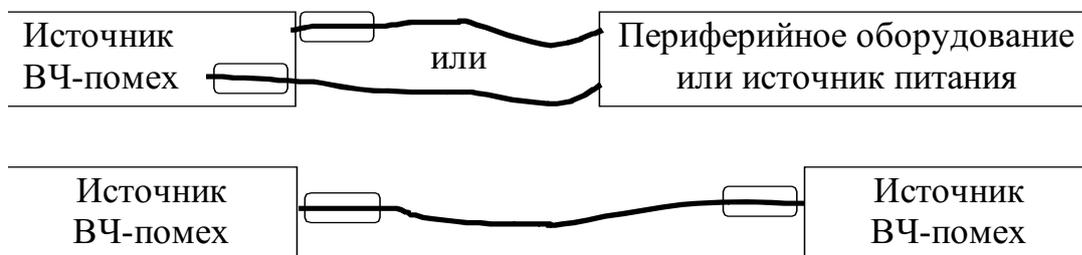


Рисунок 8.10 – Размещение ферритов на кабеле

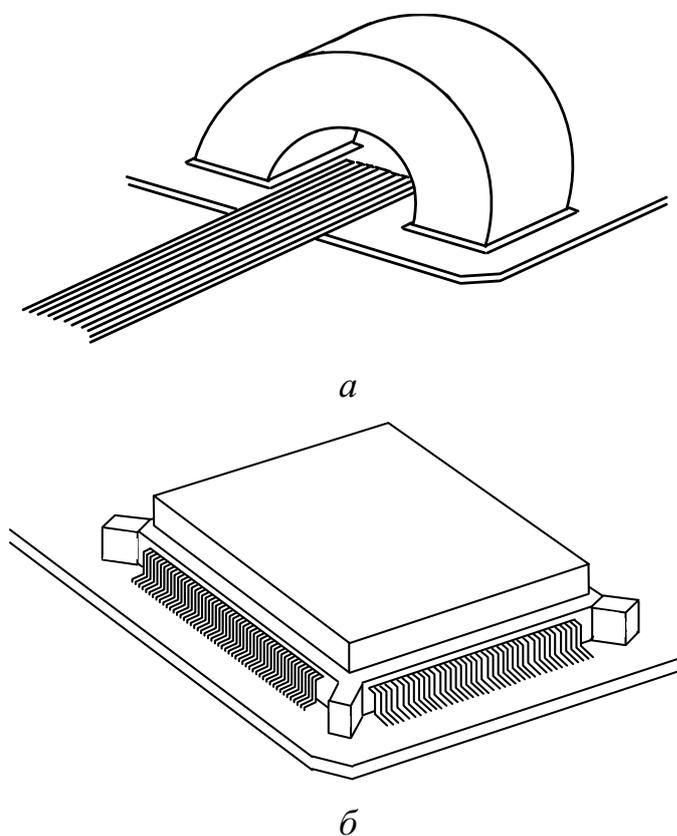


Рисунок 8.11 – Установка феррита на печатную плату (а) и непосредственно на корпус микросхемы (б)

Выпускается целый спектр изделий из ферритов для других применений. Это, например, тонкая (≈ 1 мм) ферритовая прокладка с отверстиями под контакты, вставляемая между гнездом и вилкой

многоконтактного разъёма. Кроме того, выпускаются предназначенные для автоматизированного монтажа на печатную плату компоненты в виде проводника, продетого в удлинённую (5–10 мм) ферритовую шайбу; многослойного ферритового чипа, очень похожего на безындуктивные конденсаторы для поверхностного монтажа; сборки из нескольких таких компонентов. Все они работают на том же принципе: малый импеданс в доли и единицы омов на постоянном токе и низких частотах, который, начиная с 1–10 МГц, резко возрастает до сотен и тысяч омов до частот 50–1000 МГц за счёт роста магнитных потерь в феррите, а затем спадает. В результате энергия высокочастотных токов, протекающих по этому импедансу, рассеивается в виде тепла. Причём максимум этого эффекта сосредоточен на определённой частоте. Пример частотных характеристик импеданса и его составляющих для многослойного ферритового чипа показан на рисунке 8.12.

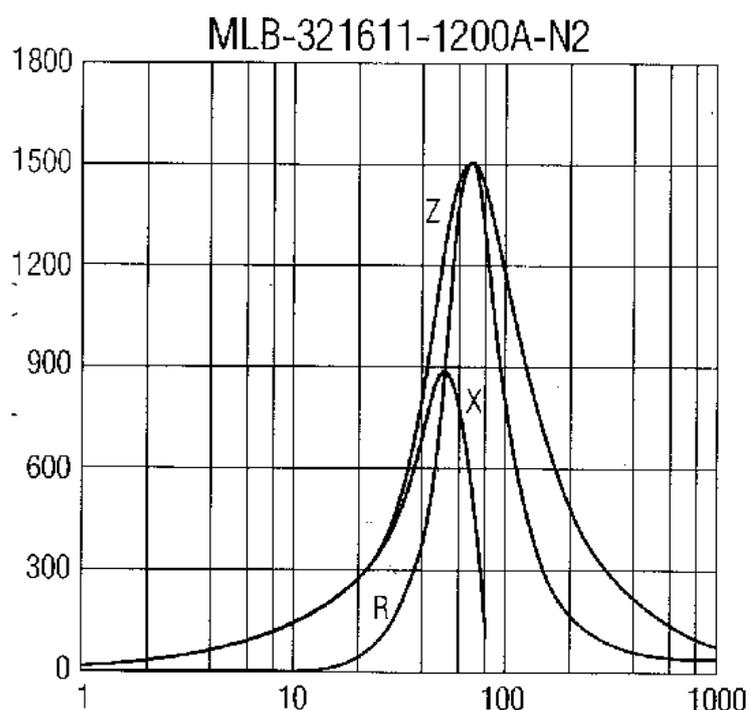
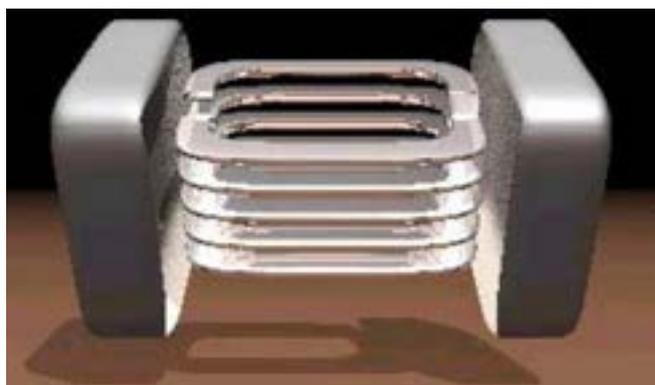


Рисунок 8.12 – Пример частотных характеристик (Ом, МГц) импеданса и его составляющих для многослойного ферритового чипа

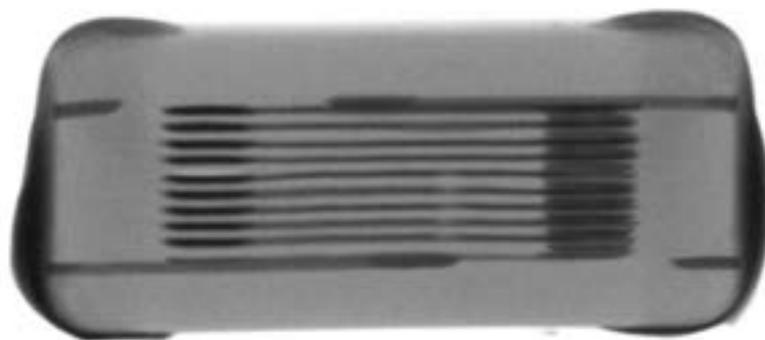
Видно, что рост импеданса из-за индуктивной составляющей, т. е. за счёт высокой магнитной проницаемости феррита, имеет

место лишь на низких частотах, а на основной частоте импеданс феррита определяется потерями.

Изображения, поясняющие конструкцию ферритового чипа, приведены на рисунке 8.13. Более детальную информацию по ферритовым компонентам можно найти у их многочисленных производителей.



a



б

Рисунок 8.13 – Трёхмерный вид конструкции ферритового чипа, показанной без феррита (*a*), и её рентгенограмма (*б*)

9 ПОМЕХИ ПО ЦЕПЯМ «ЗЕМЛЯ-ПИТАНИЕ»

Весьма актуальной в области обеспечения ЭМС РЭС стала проблема помех в цепях «земля-питание». Суть её заключается в том, что активные компоненты (транзисторы, аналоговые и цифровые микросхемы) при своей работе создают всплески потребления тока по цепям «земля-питание». Эти всплески могут приводить к нарушающим нормальную работу помехам (ΔI noise в зарубежной терминологии). Такие помехи очень опасны для цифровых микросхем, особенно высокой степени интеграции или малой степени интеграции, но при большом их количестве на одной печатной плате.

Комбинация нескольких сот тысяч вентилях приводит к очень значительным скачкам тока, главным образом во время нарастания и спада тактового сигнала. На рисунке 9.1 представлен процесс переключения в одном цикле длительностью 140 нс 16-битового микроконтроллера, включающего приблизительно 1 миллион транзисторов.

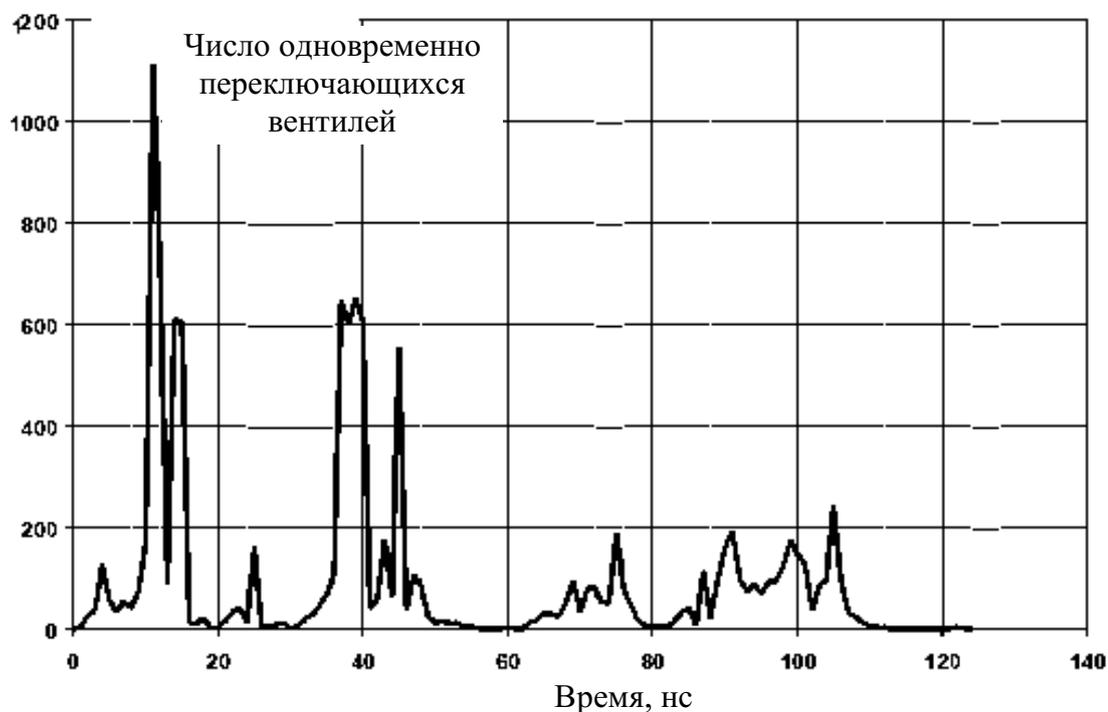


Рисунок 9.1 – Процесс переключения вентилях 16-битового микроконтроллера

Одновременно переключается почти 1200 вентиляей за 60 нс. При этом происходят очень серьезные скачки тока внутри кристалла микросхемы, которые вызывают колебания опорного напряжения (падение напряжения на шине «земля», на шине питания).

Формы тока потребления простых микросхем ТТЛ показаны на рисунке 9.2.

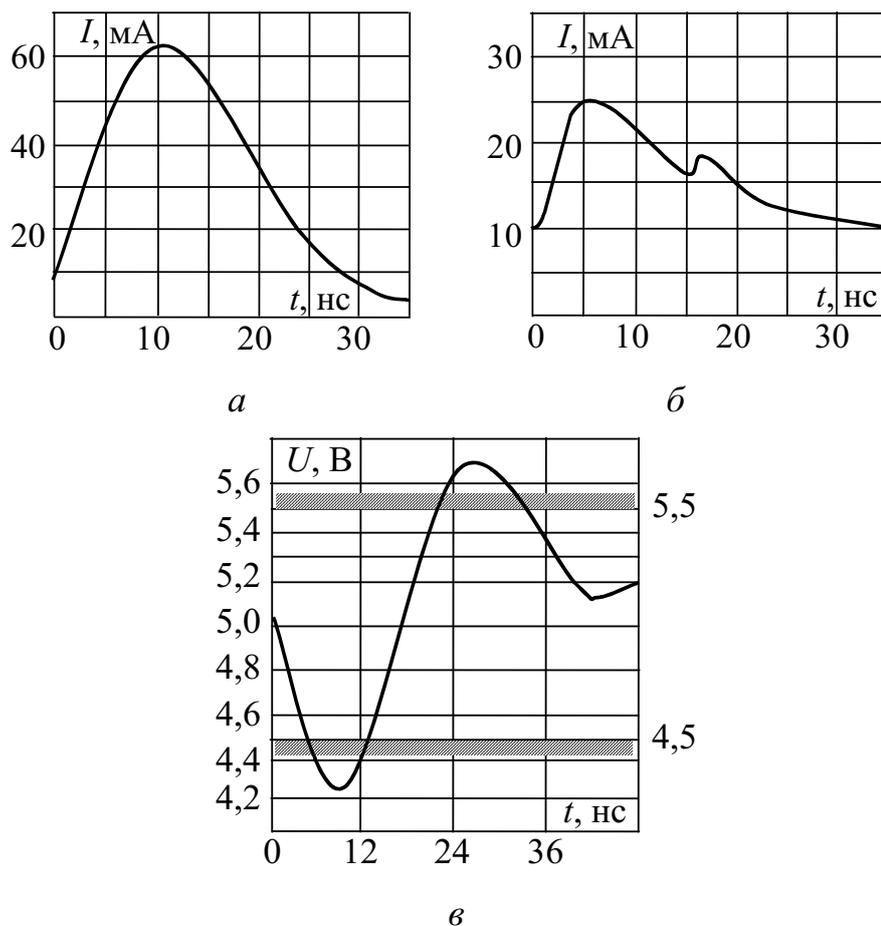


Рисунок 9.2 – Ток потребления при выключении всех вентиляей 133ЛА3 (а), при переключении триггеров ТТЛ (б) и напряжение на шине питания при выключении всех вентиляей 133ЛА3 (в)

Образование импульсного тока при переключении цифровых микросхем приводит к импульсному падению напряжения на шинах питания (поскольку они обладают конечным импедансом) величиной $U = L(di/dt)$, где L – индуктивность шин питания; di/dt – производная тока потребления. Например, для шин пита-

ния, выполненных печатным способом, длиной 145 мм и шириной 1,25 мм, индуктивность которых $L = 175$ нГн, изменение напряжения питания при переключении микросхемы 133ЛА3 (рисунок 9.2,а) составляет от -760 до $+620$ мВ (рисунок 9.2,в), что превышает допуск на номинальное напряжение для серии ТТЛ $5\text{ В} \pm 10\%$.

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

1) изменение питающего напряжения выше установленного допуска изменяет характеристики работы микросхем вплоть до ложного срабатывания;

2) импульсное падение напряжения на шине «земля» приводит к искажению информационного сигнала на входе микросхемы;

3) из цепей питания происходит перенос помех в сигнальные цепи вследствие индуктивной и ёмкостной связей между ними.

Для снижения уровня помех в шинах питания применяют различные методы.

1. Уменьшение активного сопротивления и индуктивности шин питания с учётом взаимной магнитной связи прямого и обратного проводников, поскольку $L \approx L_{\text{пр}} + L_{\text{обр}} - 2M_{\text{пр-обр}}$ (рисунок 9.3).

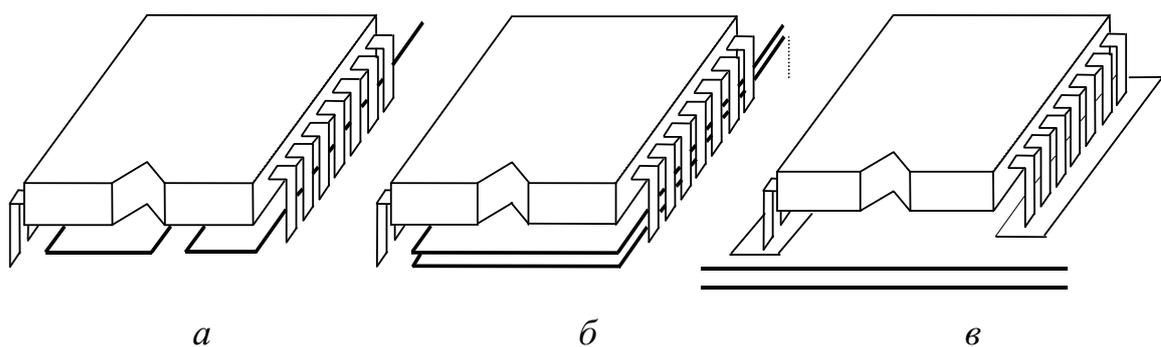


Рисунок 9.3 – Улучшение (слева направо) системы

«земля-питание»: *а* – копланарные шины;

б – шины одна над другой; *в* – плоскости одна над другой

2. Сокращение длин участков шин питания, которые являются общими для токов от различных компонентов.

3. Снижение скорости изменения импульсных токов в шинах питания с помощью установки помехоподавляющих конденсаторов (как правило, безындуктивных керамических) в непосредственной близости от точек подключения микросхем к шинам питания.

4. Создание рациональной топологии цепей питания.

С помехами по цепям «земля-питание» тесно связан вопрос размещения компонентов (хотя он влияет и на другие аспекты ЭМС). Например, для улучшения ЭМС в печатных платах рекомендуется быстродействующие логические схемы располагать ближе к основному соединителю, схемы интерфейса – к соединителю интерфейса, аналоговые схемы отделять от цифровых, а микросхемы ОЗУ размещать в двух группах со схемами обрамления между ними (рисунок 9.4).

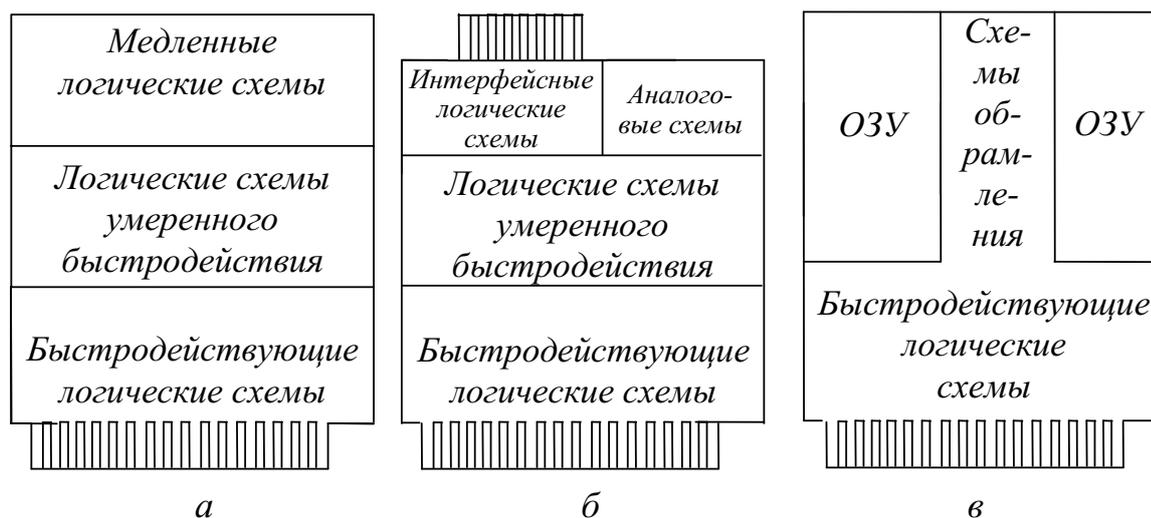


Рисунок 9.4 – Размещение компонентов на печатных платах:
а – процессора; *б* – интерфейсной; *в* – ОЗУ

Возможна более предпочтительная ориентация корпусов микросхем. Так, на двусторонних печатных платах микросхемы рекомендуется располагать параллельно соединителям, а на многослойных – параллельно большой оси платы (рисунок 9.5).

Цепи «земля-питание» существенно влияют на площадь контуров, по которым протекают различные токи. Как правило, уменьшение этой площади снижает электромагнитные помехи. Качественная иллюстрация уменьшения площади контуров проте-

kania токов по цепям «земля-питание» приведена на рисунке 9.6. Как правило, ещё более критично уменьшать контуры протекания токов по сигнальным цепям (рисунок 9.7).

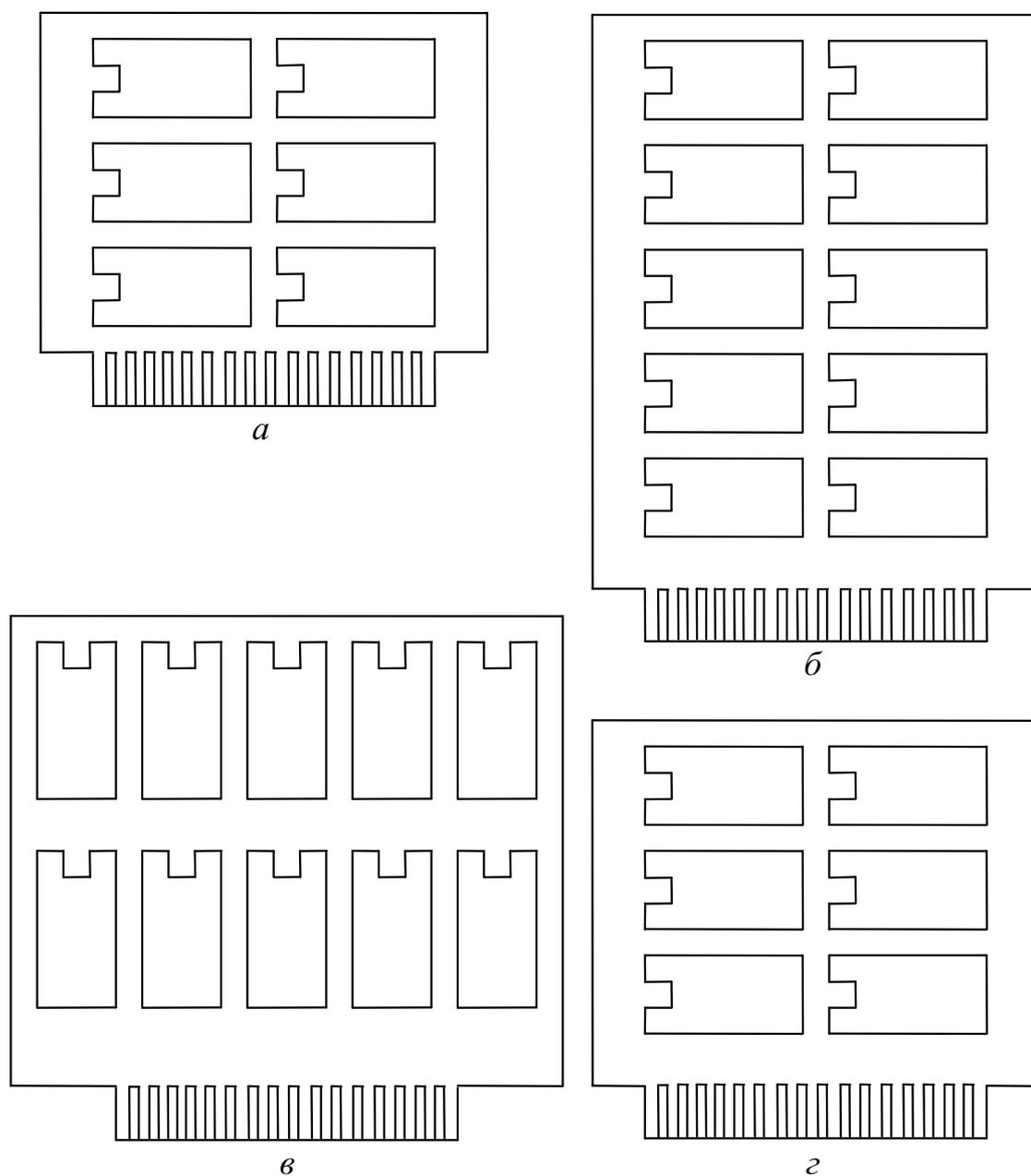


Рисунок 9.5 – Предпочтительная ориентация микросхем на печатных платах:
а, б – двусторонних; *в, г* – многослойных

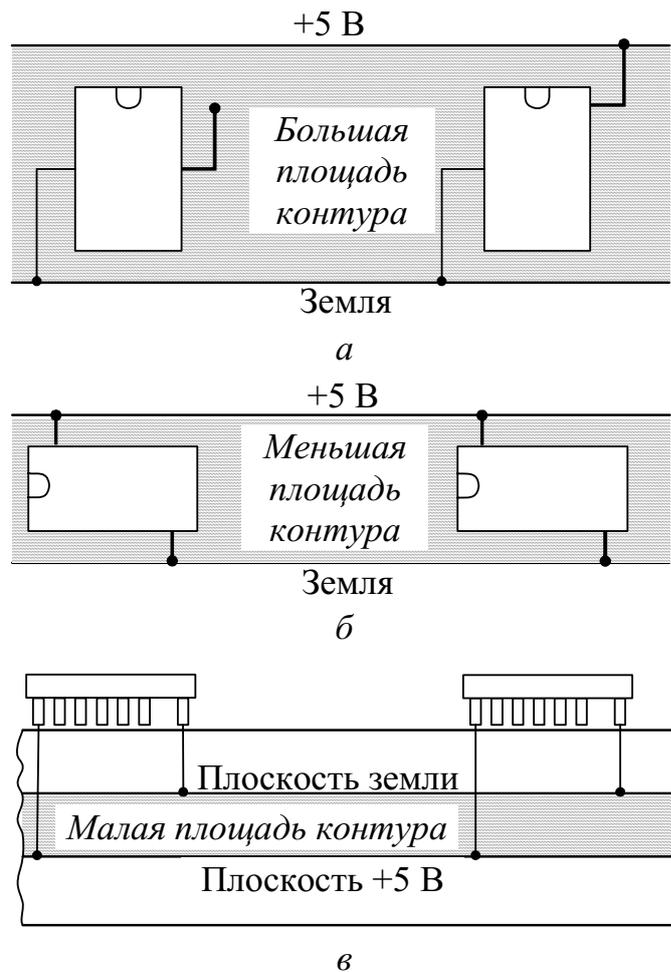


Рисунок 9.6 – Площадь контура «земля-питание»:
а – большая; *б* – меньшая за счёт ориентации корпуса
 вдоль шин питания; *в* – малая
 за счёт плоскостей «земля-питание»

В заключение отметим, что рост плотности монтажа и быстрого действия элементной базы привел к обострению проблемы проектирования системы «земля-питание», которая требует электродинамического анализа распределения токов в этой системе и даже излучаемых эмиссий от неё.

Там, где эта проблема особенно актуальна, применяют совмещённые с печатной платой специальные слои «земля-питание», разделённые между собой тонким слоем диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью (embedded capacitance). Уменьшить излучение от таких слоёв помогает использование специальных структур высокоимпедансных поверхностей (high-impedance surfaces). В результате качественная картина частотных

диапазонов различных систем «земля-питание» по критерию их излучений имеет вид, изображенный на рисунке 9.8 [17].

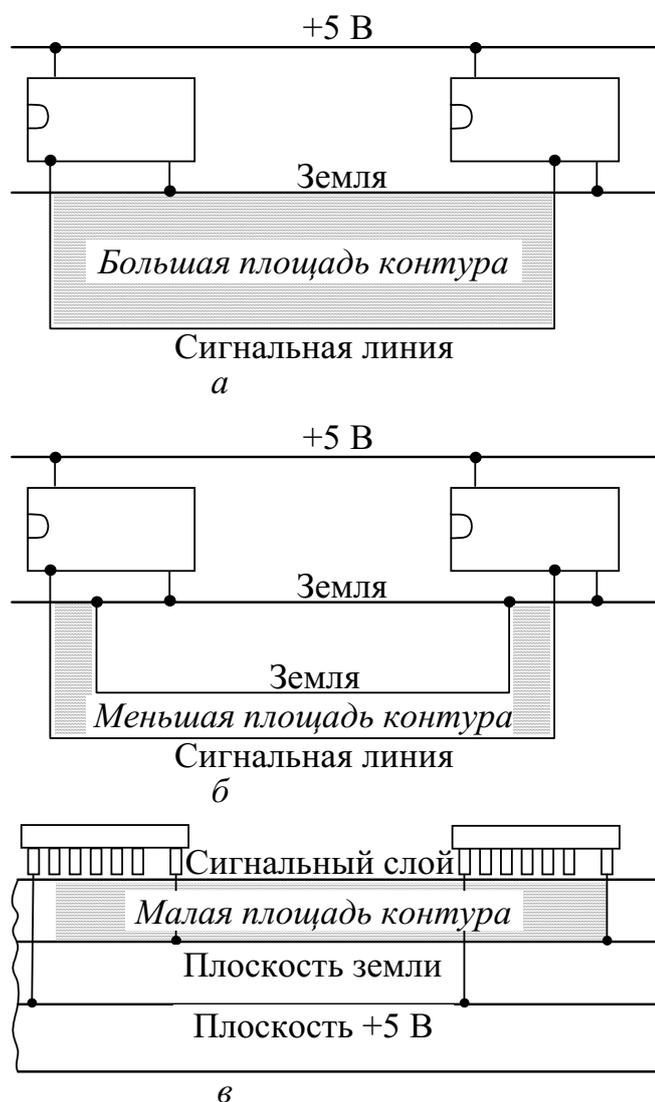


Рисунок 9.7 – Площадь контура «сигнал-земля»: а – большая; б – меньшая за счёт дополнительной линии «земли»; в – малая, за счёт плоскости «земли»



Рисунок 9.8 – Частотный диапазон различных методов уменьшения излучений системы «земля-питание»

10 ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ РАЗРЯД

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

Как известно, при касании двух изначально нейтральных материалов с одного из них на другой может перенестись электрический заряд. Степень его переноса зависит от многих факторов, основным из которых является *трибоэлектрический ряд* материалов. Чем дальше в нём расположены материалы, тем сильнее они заряжаются (верхний положительно, а нижний отрицательно). Обычно ЭСР происходит в следующей последовательности. Сначала диэлектрик заряжается из-за контакта с другим. Заряженный диэлектрик посредством электрической индукции вызывает разделение зарядов в проводнике. Проводник движется около другого проводника (заземлённого или нет) и происходит разряд одного из них на другой. Например, нечто подобное происходит при хождении по нейлоновому ковру в обуви с резиновой подошвой и касании клавиатуры компьютера. Электроны переносятся с ковра на подошвы, заряжая их отрицательно. Это приводит к разделению зарядов (посредством индукции) в теле человека (поскольку тело можно считать проводником), т. е. положительные заряды, притягиваемые отрицательными зарядами подошв, концентрируются у ног, а отрицательные заряды движутся к верхней части тела, в том числе к рукам. Когда отрицательно заряженный палец руки приближается к клавиатуре, он наводит на ней положительный заряд. В результате перед касанием создаётся электростатическое поле высокой напряжённости, которое может привести к разности потенциалов между различными точками изделия и нарушить его работу. Высокая напряжённость поля может вызвать даже пробой воздуха и дуговой разряд между пальцем и клавиатурой. Ток этого разряда пройдет через компьютер и его внутреннюю схемотехнику и вызовет сбой компьютера или повреждение его компонентов. Импульс тока такого разряда может достигать десятков ампер при

времени его фронта 200 пс – 70 нс и длительности 100 нс – 2 мкс. Различают его последствия:

- 1) прохождение непосредственно по электронным цепям;
- 2) вторичные пробой или дуговые разряды;
- 3) емкостные и индуктивные наводки на электронные цепи.

Корпуса аппаратуры имеют многочисленные щели, через которые ЭСР влияют на компоненты внутри них (рисунок 10.1,а). Путь наименьшего импеданса для тока ЭСР может пройти через электронные цепи. Электрические и магнитные поля высокой напряжённости приводят к вторичным разрядам или наводкам на схему. В пластмассовых корпусах заключённая в них аппаратура подвергается непосредственному влиянию полей, создаваемых из-за ЭСР (рисунок 10.1,б).

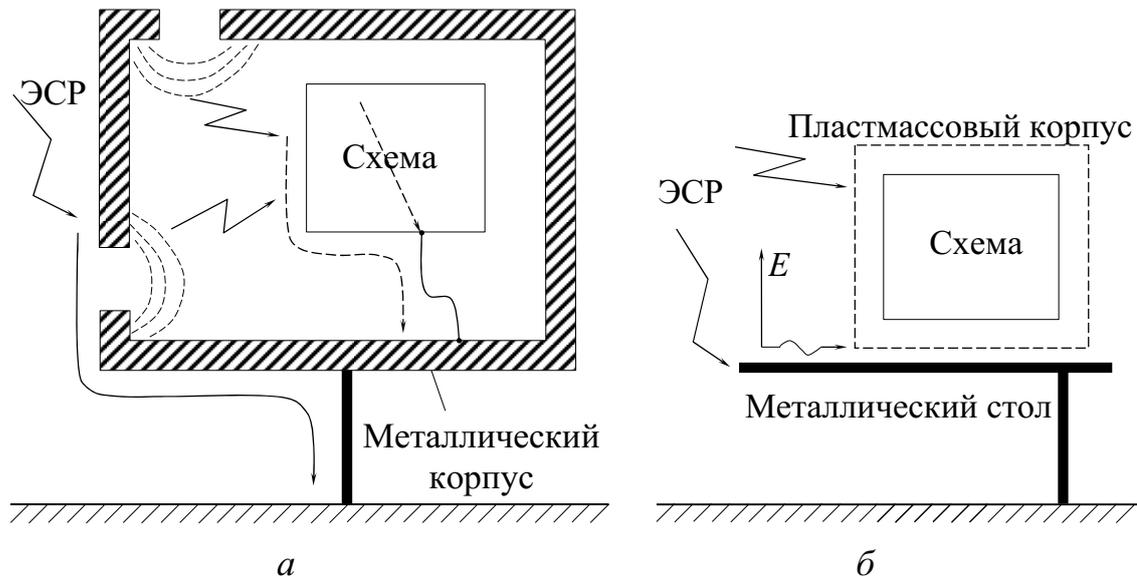


Рисунок 10.1 – Влияние электростатического разряда на электронные цепи в корпусах: *а* – металлическом со щелями; *б* – пластмассовом

Вторичные дуговые разряды предотвращаются путём заземления металлических частей корпуса к «земле» и/или изоляции металлических частей от близлежащих электронных цепей. Все металлические части корпуса должны быть соединены с корпусной «землёй». Внутренние электронные цепи следует удалять от незаземлённых частей корпуса, как минимум, на 1 см, а от заземлённых – на 1 мм (рисунок 10.2,а). Эти оценки сделаны из

отношения максимального напряжения электростатического заряда на человеке (около 25 кВ) и напряжения на импедансе корпусной «земли» от протекания тока ЭСР (около 1,5 кВ) к напряжённости пробоя воздуха (около 30 В/см). Для изоляторов, имеющих гораздо большее пробивное напряжение, эти расстояния можно уменьшить.

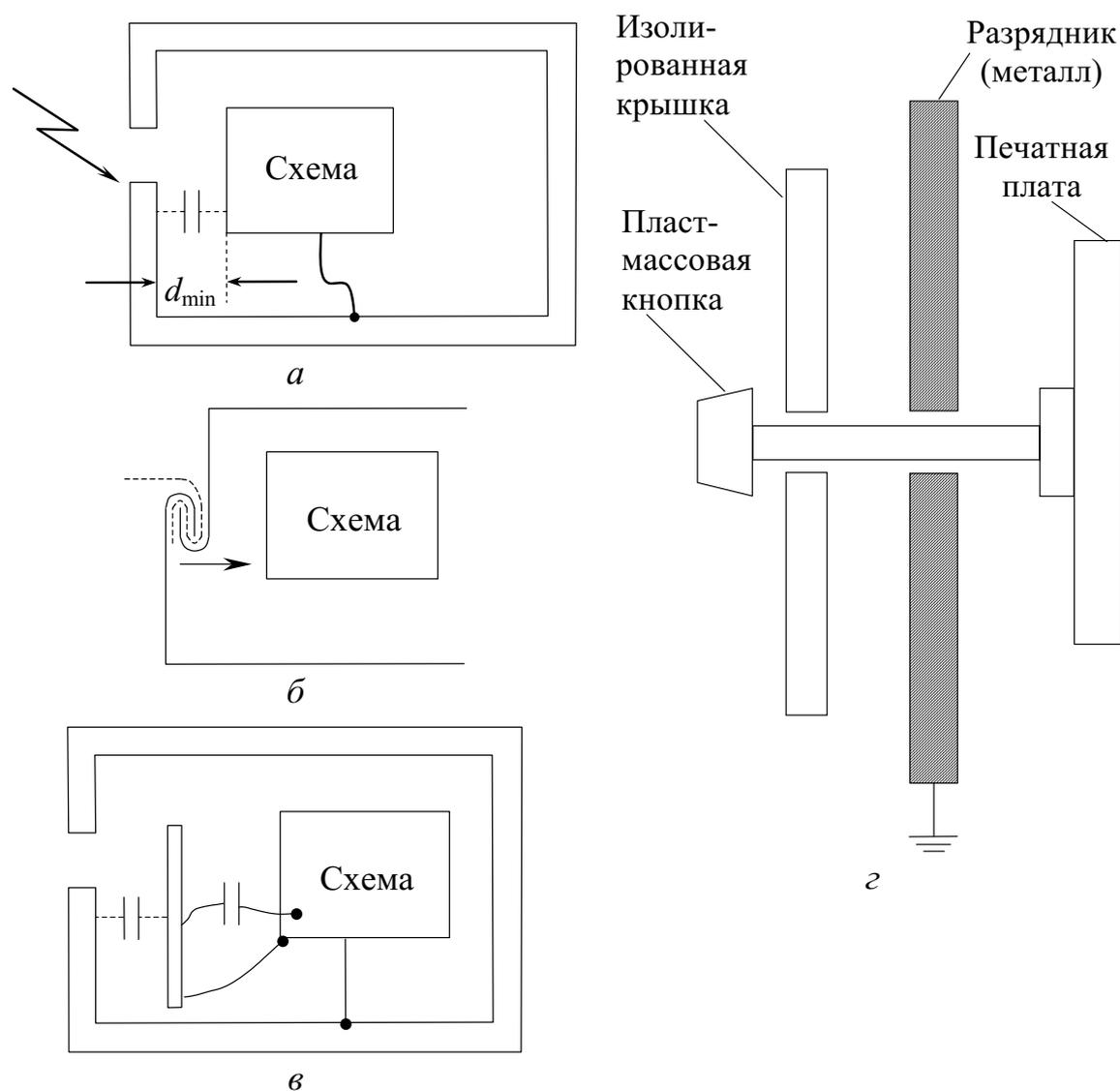


Рисунок 10.2 – Методы уменьшения влияния вторичного разряда:
a – изоляция схемы разнесом; *б* – удлинение пути разряда;
в – использование второго экрана; *z* – установка разрядника

Другой способ снижения влияния вторичного разряда – это удлинение пути разряда путём перекрытия стыков (рисунок 10.2,б). Используют и дополнительный экран, уменьшающий ёмкость между частью корпуса, подверженной ЭСР, и близлежа-

щими электронными цепями (рисунок 10.2,в). Статическому заряду, накапливающемуся на пластмассовых кнопках, дают возможность разрядиться на металлический разрядник, а не на печатную плату (рисунок 10.2,г).

Влияние ЭСР зависит от геометрии корпуса. Рассмотрим, например, рисунок 10.3,а, где показаны два возможных (или А, или Б) соединения схемной и корпусной «земли». Слева от корпуса наименьшим импедансом будет обладать, скорее, путь А, тогда как проход тока по пути Б, вероятнее всего, будет через электронные цепи. Отметим, что определение пути наименьшего импеданса в силу широкого спектра ЭСР оказывается сложной задачей. Протекание тока ЭСР даже по пути А может привести к его сильному влиянию на электронные цепи. Поэтому правильное расположение точки соединения сигнальной и корпусной «земли» должно отводить токи ЭСР от чувствительных цепей. Кроме того, все схемные «земли» внутри металлического корпуса необходимо соединять с ним для предотвращения разности потенциалов между схемной «землей» и корпусом из-за протекания больших токов ЭСР по импедансу корпусной «земли» (рисунок 10.3,б).

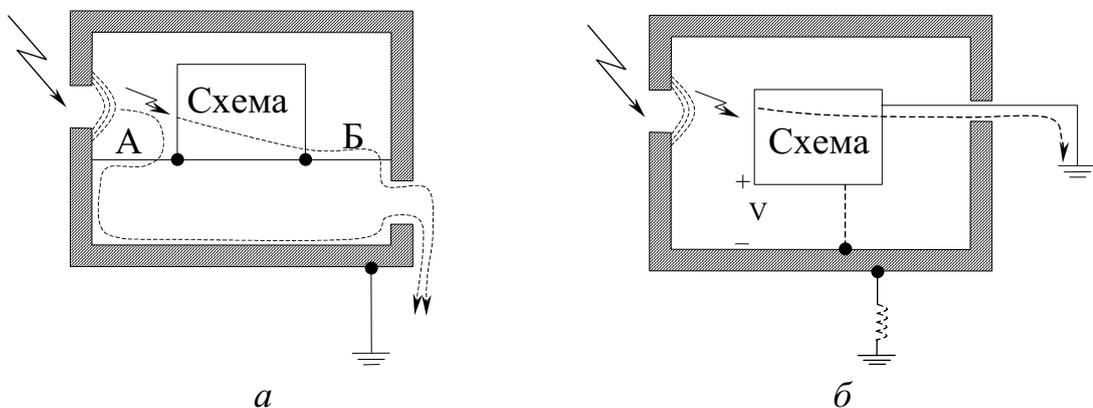


Рисунок 10.3 – Влияние геометрии корпуса на путь разряда (а) и принцип предотвращения разности потенциалов из-за разряда подсоединением схемной «земли» к корпусу (б)

Влияние ЭСР может быть связано с кабелями, которые служат приемными и передающими антеннами для токов ЭСР и тем самым способствуют воздействию на цепи внутри корпуса. Если экран кабеля сплошной, то он образует как бы продолжение корпуса и уменьшает влияние ЭСР (рисунок 10.4,а). Если же экран

соединяется с корпусом проводником, то протекание большого тока ЭСР по этому проводнику может создать наводки на входе кабеля, а также падение напряжения на импедансе проводника (рисунок 10.4,б).

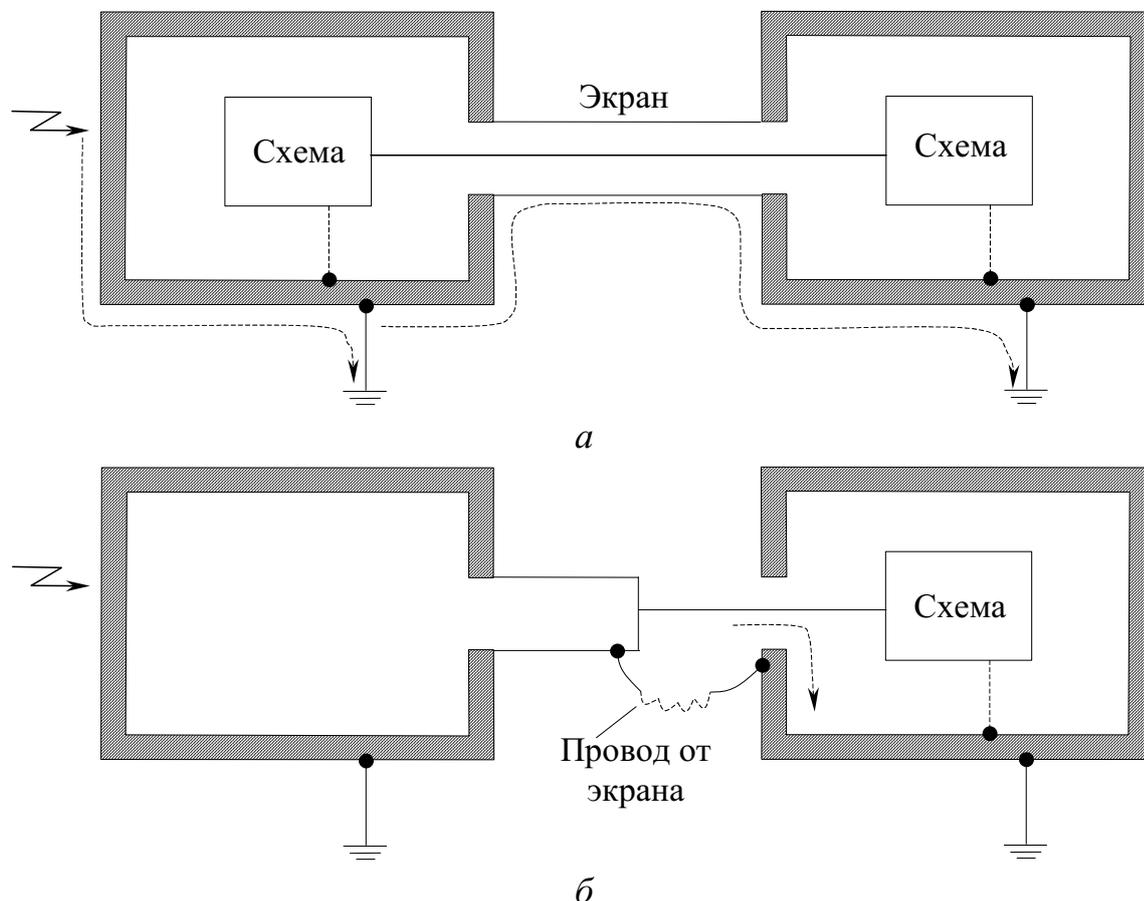


Рисунок 10.4 – Применение экранированных кабелей для уменьшения влияния разряда: а – сплошной экран; б – ухудшение экранирования из-за соединения экрана проводником

К сожалению, сплошное экранирование часто непрактично и дорого, особенно если корпус пластмассовый. Тогда можно предотвратить протекание нежелательных токов по кабелю их *блокированием* или *шунтированием*. Например, блокирование синфазных токов ЭСР выполняют синфазным дросселем (рисунок 10.5), а шунтирование – подводом проводов через проходные конденсаторы.

Наконец, отметим использование плоскости земли (особенно если корпус пластмассовый) для уменьшения влияния высокого

электрического поля ЭСР. Известно, что на границе хорошо проводящей плоскости вектор электрического поля E практически ортогонален этой плоскости. Если двусторонняя печатная плата размещена ортогонально плоскости, то контуры протекания её сигнальных токов ориентированы в плоскости вектора E , что обеспечивает максимальную восприимчивость к электрическому полю (рисунок 10.6). Поэтому лучше расположить плату параллельно пластине на минимальном расстоянии от неё.

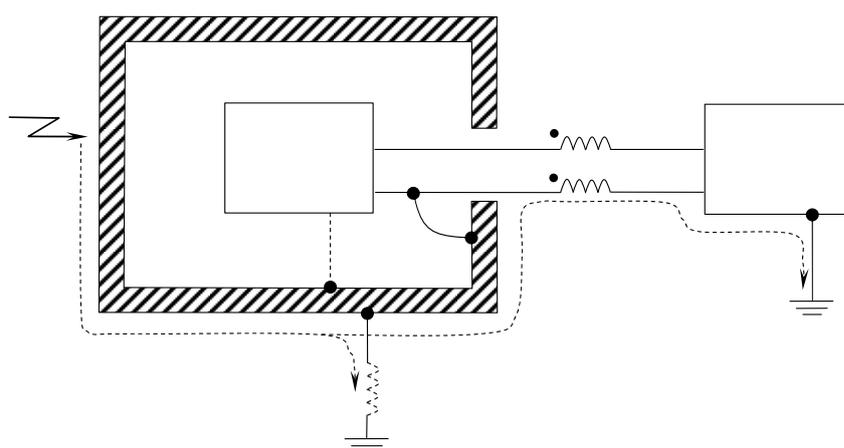


Рисунок 10.5 – Применение синфазного дросселя для блокирования влияния синфазных токов разряда по кабелю

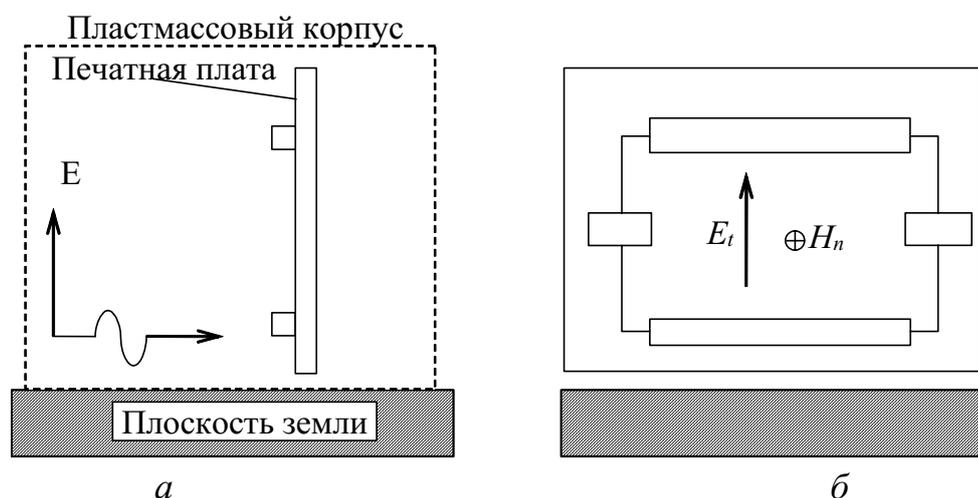


Рисунок 10.6 – Влияние ориентации платы по отношению к плоскости земли на её восприимчивость к электрическому полю разряда: *а* – конфигурация; *б* – наихудшая ориентация поля и контуров токов платы

Литература

1. Paul C. R. Introduction to electromagnetic compatibility. A Wiley-Interscience publication, 1992. 765 p.
2. Tesche F. M., Ianoz M. V., Karlsson T. // EMC analysis methods and computational models. A Wiley-Interscience publication, 1997. 623 p.
3. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учётом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.
4. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах : пер с англ. М.: Мир, 1979. 317 с.
5. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами : пер. с англ. М.: Мир, 1990. 238 с.
6. Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Радио и связь, 1981. 296 с.
7. Бадалов А. Л., Михайлов А. С. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: справочник. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
8. Базенков Н. И. Нелинейные эффекты и электромагнитная совместимость : учеб. пособие. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 1997. 216 с.
9. Тихомиров А. А., Ефанов В. И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002.
10. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т. Р. Газизова. Томск: Том. гос. ун-т, 2002. 206 с.
11. Газизов Т. Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / под ред. Н. Д. Малютина. Томск: НТЛ, 2003. 212 с.
12. Газизов Т. Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие. Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. 256 с.
13. Brewer R., Trout D. Modern spacecraft – antique specifications // Proc. of Int. IEEE Symp. on EMC. 2006.

14. Gerfer A., Eckert M. Practical EMI filter design // Proc. of Int. IEEE Symp. on EMC. 2008.

15. Buccella C., Caruso C., Feliziani M. Reduction of low frequency magnetic fields by field-controlled active shields // Сб. науч. докл. IV междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 19–22 июня 2001 г. СПб., 2001. С. 119–121.

16. Beryllium copper contact finger strips and other EMI shielding products. URL: www.feuerherdt.de.

17. Shahparnia S., Ramahi O.M. Electromagnetic interference (EMI) reduction from printed circuit boards (PCB) using electromagnetic bandgap structures // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2004. Vol. 46. Nov. P. 580–587.

Оглавление

Предисловие.....	3
1 ВВЕДЕНИЕ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ....	6
1.1 Что такое электромагнитная совместимость?.....	6
1.2 Потребность в учебном курсе по электромагнитной совместимости	6
1.3 Примеры электромагнитных помех	9
2 АСПЕКТЫ И РАЗДЕЛЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ.....	11
2.1 Общие вопросы.....	11
2.2 Частные вопросы	14
3 СТАНДАРТИЗАЦИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ.....	20
3.1 Международные организации по стандартизации	20
3.2 Требования по электромагнитной совместимости	23
3.3 Стандарты на излучаемые и кондуктивные эмиссии	24
3.4 Измерения на соответствие стандартам	29
4 НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ.....	37
4.1 Причины обострения проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.....	37
4.2 Аналитическое определение эффектов нелинейного преобразования сигналов при тестовых воздействиях	39
4.2.1 Отклик нелинейной цепи на тестовые воздействия.....	39
4.2.2 Нелинейные искажения огибающей входного напряжения	41
4.2.3 Подавление слабого сигнала сильным (блокирование)..	44
4.3 Способы обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств	46
5 НЕИДЕАЛЬНОЕ ПОВЕДЕНИЕ КОМПОНЕНТОВ	48
5.1 Суть проблемы.....	48
5.2 Резисторы	49
5.3 Конденсаторы.....	52
5.4 Индуктивности.....	57
5.5 Механические контакты.....	61
6 ЗАЗЕМЛЕНИЕ.....	66
6.1 Общие требования к системе заземления.....	66

6.2	Связь через общий импеданс «земли».....	67
6.3	Влияние индуктивности проводника «земли».....	69
6.4	Системы заземления.....	72
6.5	Паразитные контуры заземления.....	77
7	ЭКРАНИРОВАНИЕ.....	79
7.1	Ближняя и дальняя зоны.....	79
7.2	Экранирование металлической пластиной.....	81
7.3	Экранирование магнитного поля.....	82
7.4	Экранирование электрического поля.....	87
7.5	Коэффициент экранирования коаксиальных кабелей.....	87
7.6	Подсоединение экрана коаксиального кабеля.....	88
7.7	Витая пара.....	92
7.8	Экранирующие прокладки.....	97
8	ФИЛЬТРАЦИЯ.....	105
8.1	Назначение фильтров.....	105
8.2	Синфазный и противофазный токи.....	107
8.3	Синфазный дроссель.....	109
8.4	Фильтр сетевого питания.....	111
8.5	Использование ферритов с потерями.....	114
9	ПОМЕХИ ПО ЦЕПЯМ «ЗЕМЛЯ-ПИТАНИЕ».....	121
10	ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ РАЗРЯД.....	128
	Литература.....	134

Учебное издание
Газизов Тальгат Рашитович
**ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**
Учебное пособие

Подписано в печать 19.10.22. Формат 60x84/16.

Усл. печ. л. 8,14. Тираж 100 экз. Заказ № 270.

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.