

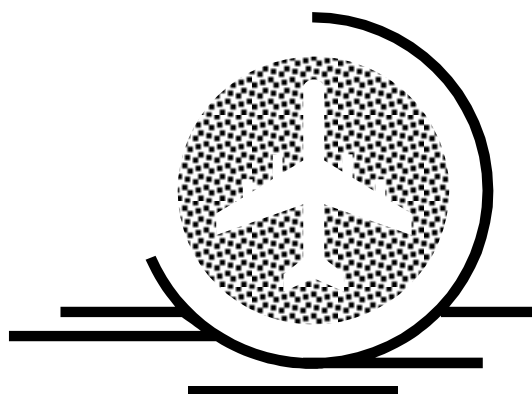


Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

В.Г.Козлов

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РЭС

Учебное пособие для студентов специальности
160905 «Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»



ТОМСК 2009

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

В.Г.Козлов

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РЭС

Учебное пособие для студентов специальности
160905 «Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»

2009

Рецензент: профессор кафедры КИПР, д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Озёркин Д.В.

Козлов В.Г.

Электромагнитная совместимость РЭС. Учебное пособие для студентов специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2009. – 147 с.

Пособие предназначено для дистанционного, заочного и очного обучения студентов специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования». Возможно применение пособия для изучения вопросов электромагнитной совместимости РЭС студентами других специальностей радиотехнического профиля, особенно студентами специальности 210201 «Проектирование и технология РЭС».

Особенность изучения дисциплины «Электромагнитная совместимость РЭС» студентами специальности 160905 состоит в малом числе аудиторных занятий, предусмотренных в рабочей программе при большом разнообразии видов занятий (лекции - 27 часов, лабораторные занятия - 9 часов, практические занятия - 9 часов, курсовая работа - 9 часов). Это явилось причиной создания компактного пособия, охватывающего все указанные виды занятий.

© Козлов В.Г., 2009

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета систем
управления и радиоэлектроники, 2009

СОДЕРЖАНИЕ

1	ВВЕДЕНИЕ.....	6
2	СОДЕРЖАНИЕ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ТЕОРИИ ЭМС РЭС.....	8
2.1	Термины и определения	8
2.1.1	Общие термины, относящиеся к ЭМС.....	8
2.1.2	Термины, относящиеся к обеспечению ЭМС	10
2.1.3	Термины, относящиеся к характеристикам ЭМС и параметрам ТС.....	11
2.1.4	Термины, относящиеся к классификации ЭМ помех.....	12
2.1.5	Термины ЭМС, относящиеся к измерительному оборудованию и аппаратуре	15
2.2	Направления теории и практики ЭМС РЭС	15
2.2.1	Применение системного подхода для оценки ЭМС. Разделение на внешнюю и внутреннюю электромагнитные совместимости РЭС в свете системного подхода	15
2.2.2	Решение вопросов обеспечения ЭМС РЭС в различных подразделениях базы эксплуатации радиотехнического оборудования и связи.....	18
2.2.3	Пути обеспечения внутренней электромагнитной совместимости	19
2.2.4	Обеспечение измерений и испытаний в области электромагнитной совместимости	26
3	ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРЫ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭМС РЭС.....	30
3.1	Распределение радиочастотного ресурса и его ограничения. Обеспечение ЭМС на основе частотных факторов	30
3.2	Нормирование параметров радиоизлучений и приема РЭС, влияющих на ЭМС	34
3.2.1	Общие положения	34
3.2.2	Радиоизлучения передающих устройств и их нормируемые параметры	35
3.2.3	Нормируемые параметры радиоприемных устройств, связанные с ЭМС.....	37
3.3	Экранирование.....	46
3.3.1	Общие сведения об экранировании.....	46
3.3.2	Электростатическое экранирование.....	50
3.3.3	Экранирование постоянного и медленно изменяющегося магнитного поля	51
3.3.4	Экранирование высокочастотного магнитного поля	54
3.3.5	Экранирование помехонесущего электромагнитного поля	59

3.3.6	Задачи по расчёту эффективности экранов, предназначенные для самостоятельной работы	69
3.3.7	Общие сведения о фильтрах	74
3.3.8	Сглаживающие фильтры и их расчет.....	77
3.3.9	Высокочастотные фильтры и их расчет.....	86
3.3.10	Задачи по расчёту фильтров.....	89
3.4	Устранение высокочастотных помех в цепях питания	91
3.4.1	Заземление	91
3.4.2	Устранение высокочастотных помех за счёт уменьшения полного сопротивления между шинами питания и заземления.....	94
3.5	Методы защиты РЭС от мощных электромагнитных помех....	96
3.5.1	Общие сведения об электромагнитной обстановке при грозовых разрядах и о грозозащите	96
3.5.2	Электромагнитная обстановка вблизи высоковольтных линий передачи, вблизи железнодорожной контактной сети и вблизи высоковольтных установок.....	100
3.6	Обеспечение ЭМС РЭС на основе пространственных и временных факторов	103
3.7	Выбор мощностей передатчиков в группе радиоэлектронных средств.....	109
3.8	Общие сведения об обеспечении ЭМС спутниковых систем связи с наземными системами и космических служб между собой	111
4	ОПИСАНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ЭМС	114
4.1	Расчет и исследование активных фильтров Баттерворта.....	114
4.1.1	Цели работы.....	114
4.1.2	Связь работы с дисциплиной «Радиотехнические цепи и сигналы».....	114
4.1.3	Общие сведения об активных резистивно-емкостных фильтрах.....	114
4.1.4	Расчёт активных фильтров.....	115
4.1.5	Лабораторное задание.....	121
4.1.6	Содержание отчета.....	124
4.1.7	Перечень контрольных вопросов, которые могут быть заданы во время защиты отчета по работе	124
4.2	Синтез активных фильтров Баттерворта и Чебышева.....	125
4.2.1	Цель работы	125
4.2.2	Методика использования модуля, предназначенного для синтеза фильтров	125
4.2.3	Лабораторное задание.....	133
4.2.4	Содержание отчета.....	135
4.2.5	Перечень контрольных вопросов, которые могут быть заданы во время защиты отчета по работе	135

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	136
ПРИЛОЖЕНИЕ А – ТАБЛИЦЫ ДЛЯ РАСЧЕТА СТЕПЕНИ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ СВЯЗЕЙ СОДИНИТЕЛЬНЫХ ПРОВОДОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРЕННЕЙ ЭМС.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ Б – ТЕМЫ КУРСОВЫХ РАБОТ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РЭС» И ПОРЯДОК ЗАЩИТЫ ЭТИХ РАБОТ	144

1 ВВЕДЕНИЕ

Пособие предназначено для дистанционного, заочного и очного обучения студентов специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования». Возможно применение пособия для изучения вопросов электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (РЭС) студентами других специальностей радиотехнического профиля, особенно студентами специальности 210201 «Проектирование и технология РЭС».

Особенность изучения дисциплины «Электромагнитная совместимость РЭС» студентами специальности 160905 состоит в малом числе аудиторных занятий, предусмотренных в рабочей программе при большом разнообразии видов занятий (лекции - 27 часов, лабораторные занятия - 9 часов, практические занятия - 9 часов, курсовая работа - 9 часов). Это явилось причиной создания компактного пособия, охватывающего все указанные виды занятий.

Целью изучения дисциплины «Электромагнитная совместимость РЭС» является подготовка специалистов по эксплуатации современных РЭС и радиотехнических систем (РТС) при наличии непреднамеренных радиопомех естественного и искусственного происхождения. В результате изучения дисциплины студент должен знать основные источники помех для транспортного радиоэлектронного оборудования (РЭО), способы защиты РЭС и РТС от нежелательного воздействия радиопомех, уметь грамотно проводить организационно-технические мероприятия по обеспечению надёжности работы РЭС и РТС.

Для освоения курса предполагается знание основ теории цепей и сигналов, приёмопередающих устройств, электродинамики и техники СВЧ.

По сравнению с известными нам книгами по электромагнитной совместимости (ЭМС) пособие отличается:

- компактным изложением лекционного материала;
- наличием примеров и многовариантных задач по расчёту экранов и фильтров для практических занятий;
- наличием справочного материала по расчёту экранов, фильтров и влияния паразитных связей, необходимого для практических занятий и для выполнения дипломных проектов;
- наличием описаний лабораторных работ по ЭМС;
- использованием при написании новой нормативно-технической документации и большого количества учебной литературы и монографий по ЭМС;
- наличием перечня тем курсовых работ по дисциплине «Электромагнитная совместимость РЭС» и указаний о порядке защиты этих работ;
- учётом особенностей изложения материала для студентов специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

К сожалению, из-за ограниченного объёма пособия многие сложные задачи теории электромагнитной совместимости РЭС не вошли в него. Для тех,

кто имеет желание и возможность ознакомиться с этими задачами подробно, приведен достаточно обширный список литературы.

Автор будет благодарен за советы и замечания по пособию, которые следует отправлять по адресу: 634050, г. Томск, ТУСУР, кафедра КИПР.

2 СОДЕРЖАНИЕ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ТЕОРИИ ЭМС РЭС

2.1 Термины и определения

2.1.1 Общие термины, относящиеся к ЭМС

Термины и определения понятий в области электромагнитной совместимости технических средств устанавливает Межгосударственный стандарт ГОСТ 30372-95 (ГОСТ Р 50397-92) «Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения» [11]. Этот стандарт должен применяться совместно со стандартами в области ЭМС классов технических средств. Термины-синонимы к применению недопустимы. Приведенные определения можно при необходимости изменять, вводя в них производные признаки, но изменения не должны нарушать объем и содержание понятий, определенных в стандарте.

ЭМС технических средств – это способность технического средства (ТС) функционировать с заданным качеством в заданной **электромагнитной обстановке** и не создавать недопустимых **электромагнитных помех** другим техническим средствам.

Техническое средство – это изделие, оборудование, аппаратура или их составные части, функционирование которых основано на законах электротехники, радиотехники и (или) электроники, содержащие электронные компоненты и (или) схемы, выполняющие одну или несколько функций. Этими функциями могут быть усиление, генерирование, преобразование, переключение или запоминание. Техническое средство может быть РЭС, средством вычислительной техники (СВТ), средством электронной автоматики (СЭА), электротехническим средством, а также изделием промышленного, научного и медицинского назначения (ПНМ-установки).

Электромагнитная обстановка (ЭМО) – это совокупность электромагнитных явлений и процессов в заданной области пространства, в частотном и во временном диапазонах.

Электромагнитная (ЭМ) помеха – это любое ЭМ явление или процесс, которые снижают или могут снизить **качество функционирования ТС**.

Качество функционирования ТС – это совокупность показателей ТС, характеризующих его способность удовлетворять требованиям эксплуатации.

Влиянием помехи называют снижение показателей качества функционирования ТС, вызванного ЭМ помехой. По степени влияния помехи подразделяют на **допустимые, недопустимые и приемлемые**.

Допустимая помеха – это ЭМ помеха, при которой качество функционирования ТС, подверженного ее воздействию, сохраняется на заданном уровне, а при **недопустимой помехе** качество функционирования ТС снижается до недопустимого уровня.

Приемлемая помеха – это ЭМ помеха, превышающая допустимую и устанавливаемая путем соглашения.

Уровень (величины) – это среднее или иначе взвешенное значение изменяющейся во времени величины, оцененное определенным способом за определенный интервал времени, а **норма на уровень** – это регламентированный уровень.

Уровень помехи – это значение величины ЭМ помехи, измеренное в регламентированных условиях, а **норма на помеху** – это регламентированный максимальный уровень помехи. Уровень помехи измеряют либо в единицах напряжённости электрического поля (В/м, мкВ/м, дБ·мкВ/м, где дБ·мкВ/м обозначает измерение в децибелах относительно уровня 1 мкВ), либо в единицах поверхностной плотности мощности (Вт/м², дБ·Вт/м², где дБ·Вт/м² обозначает измерение в децибелах поверхностной плотности мощности относительно уровня 1 Вт/м²).

Источником помехи называют источник искусственного или естественного происхождения, который создаёт или может создать ЭМ помеху, а **рецептором** – техническое средство, реагирующее на ЭМ сигнал и (или) ЭМ помеху.

На рисунке 2.1 приведена классификация **мощных ЭМ помех (МЭМП)** и их источников. К мощным промышленным непреднамеренным ЭМП искусственного происхождения относятся источники электроэнергии, двигатели, транспорт, станки, сварочные аппараты, а к менее мощным – приборы, средства оргтехники, ультразвуковые устройства и медицинское оборудование.

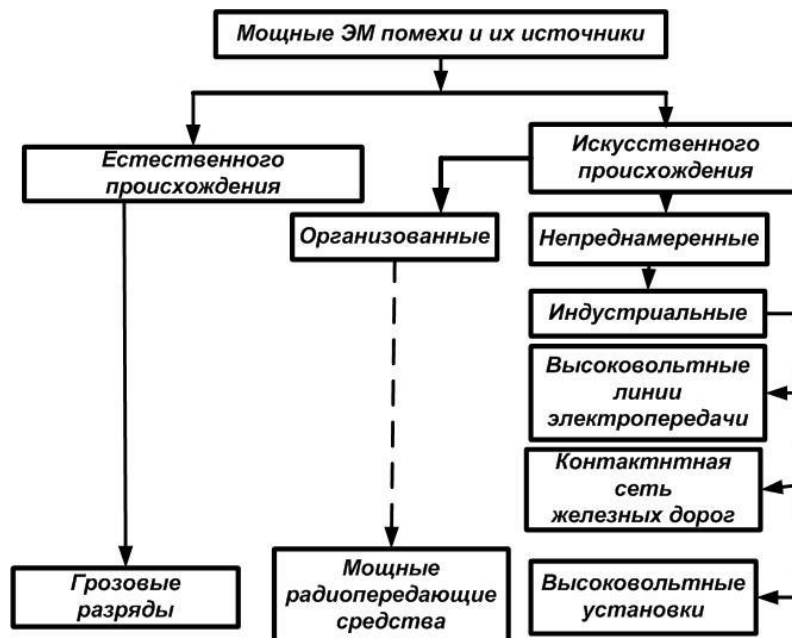


Рисунок 2.1 – Классификация МЭМП и их источников [3]

К менее мощным ЭМП естественного происхождения относятся помехи от Солнца, звёзд и других космических объектов, а также ЭМП магнитосферы и среды распространения.

К рецепторам искусственного происхождения относятся радиоприёмные и усилительные устройства, радиовзрыватели, ЭВМ, чувствительные элементы различной аппаратуры. **К рецепторам** естественного происхождения, не являющимися техническими средствами, относятся люди, животные, растения и объекты неживой природы, реагирующее на ЭМ сигнал и (или) ЭМ помеху изменением свойств (цвета, плотности и т. д.).

Сигнал – это изменяющаяся физическая величина, отображающая сообщение или иным образом предназначенная для функционирования ТС, а **полезный сигнал** – это ЭМ сигнал, предназначенный для функционирования ТС.

Электромагнитная эмиссия от источника помехи или **помехоэмиссия** – это генерирование источником помехи ЭМ энергии. Генерируемая источником энергия может излучаться в пространство или распространяться кондуктивным путём.

Уровнем эмиссии называют значение величины ЭМ помехи, эмитируемой от источника, измеренной в регламентированных условиях, а **нормой на эмиссию** – регламентированный максимальный уровень эмиссии.

ЭМ излучением называют явление, процесс, при котором энергия излучается источником в пространство в виде ЭМ волн.

Уровнем излучения называют уровень электрического и (или) магнитного поля и (или) плотности потока мощности, излучаемые ТС, измеренные в регламентированных условиях, а **нормой на уровень излучения** – регламентированный максимальный уровень излучения.

Электромагнитной кондукцией (от источника помехи) или **кондукцией** называют явление, процесс, при котором помеха распространяется от источника кондуктивным путем в проводящей среде. Проводящей средой могут быть сигнальные цепи ввода-вывода, цепи электропитания, экраны, заземлители.

Уровнем кондукции называют уровень электрического тока и (или) напряжения, и (или) мощности, кондуктируемые техническим средством, измеренный в регламентированных условиях, а **нормой на уровень кондукции**: регламентированный максимальный уровень кондукции.

2.1.2 Термины, относящиеся к обеспечению ЭМС

Организационным обеспечением ЭМС называют организационные решения, постановления, нормативно-технические документы (НТД), направленные на исключение или снижение до приемлемого уровня ЭМ помех меж-

ду ТС, а **техническим обеспечением ЭМС** называют технические решения, направленные на улучшение характеристик их ЭМС.

Зона влияния – это область пространства, в пределах которой уровень ЭМ помехи превышает допустимый.

Сертификация ТС на соответствие требованиям ЭМС – это мероприятия, в результате которых удостоверяется соответствие определенного типа ТС требованиям государственных, международных или иных НТД, регламентирующих характеристики ЭМС, посредством выдачи предприятию-изготовителю сертификата.

Экспертизой ЭМС называют экспериментальное и (или) теоретическое исследование состояния обеспечения ЭМС ТС в заданной ЭМО.

Подавление помех – это мероприятия, имеющие целью ослабление или устранение влияния помех, а **помехоподавляющее оборудование** – это устройство или комплект устройств, предназначенных для подавления помех.

Помехоподавляющий элемент – это часть помехоподавляющего устройства, непосредственно осуществляющая подавление помех.

Помехоподавляющим элементом является, например, **экран** (электромагнитный) – устройство или элемент конструкции устройства, обеспечивающий поглощение, преобразование или отражение электрических и (или) магнитных полей и электромагнитных волн. **Экранированием** (ЭМ экранированием) называют способ ослабления ЭМ помехи с помощью экрана с высокой электрической и (или) магнитной проводимостями.

Биологическая защита (от ЭМ излучения) – это обеспечение регламентированных уровней ЭМ излучений, соответствующих установленным санитарным нормам.

2.1.3 Термины, относящиеся к характеристикам ЭМС и параметрам ТС

Характеристика ЭМС – это характеристика ТС, отражающая возможность его функционирования в заданной ЭМО и (или) степень его воздействия на другие ТС. Характеристика ЭМС может отражать свойства ТС как источника помех, как рецептора и (или) свойства окружающей среды, влияющие на ЭМС ТС.

Параметр ЭМС – это величина, количественно характеризующая какое-либо свойство ЭМС, отражающая одно из значений характеристики ЭМС.

Восприимчивость (электромагнитная) – это способность рецептора реагировать на ЭМ помеху, а **порог восприимчивости** – это минимальная величина ЭМ помехи, при которой рецептор на нее реагирует. **Невосприимчивость** (электромагнитная) – это способность ТС противостоять воздействию ЭМ помехи.

Устойчивость к ЭМ помехе или **помехоустойчивость** – это способность ТС сохранять заданное качество функционирования при воздействии на

него внешних помех с регламентируемыми значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения ТС.

Помехозащищенность – это способность ослаблять действие ЭМ помехи за счет дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения ТС.

Критерии качества функционирования – это совокупность свойств и параметров, характеризующих работоспособность ТС при воздействии помех.

Критерий А – нормальное функционирование в соответствии с техническими условиями (ТУ), **критерий В** – кратковременные нарушения с последующим восстановлением функций без вмешательства оператора, а **критерий С** – временное нарушение работы, требующее вмешательства оператора для восстановления нормальных функций.

2.1.4 Термины, относящиеся к классификации ЭМ помех

Естественная помеха – это ЭМ помеха, источником которой являются природные физические явления, а **искусственная помеха** – это ЭМ помеха, источником которой является устройство, созданное человеком.

Атмосферная помеха – это естественная помеха, источником которой являются электрические разряды в атмосфере, а **космическая помеха** – это естественная помеха, источником которой является излучение Солнца, звезд и галактики.

Электростатический разряд – это импульсный перенос электрического заряда между телами с разными электростатическими потенциалами, а **электростатическая помеха** – это естественная помеха, обусловленная электризацией и проявляющаяся вследствие импульсных токов стекания накопленных электрических зарядов и (или) электростатических разрядов.

Излучаемая помеха (радиопомеха) – это ЭМ помеха, распространяющаяся в пространстве, а **кондуктивная помеха** – это ЭМ помеха, распространяющаяся по проводникам.

Индустриальная помеха – это ЭМ помеха, создаваемая ТС. К индустриальным помехам не относятся помехи, создаваемые излучениями выходных трактов радиопередатчиков.

Коммутационная помеха – это индустриальная помеха, возникающая при процессах коммутации тока и напряжения.

Контактная помеха – это ЭМ помеха, обусловленная излучением токопроводящих контактов и (или) среды с нелинейной проводимостью при воздействии на них ЭМ поля.

Электромагнитный импульс (ЭМИ) – это изменение уровня ЭМ помехи в течение времени, соизмеримого со временем установления переходного процесса в ТС, на которое это изменение воздействует. **Переходный про-**

цесс – это процесс изменения величины между двумя стационарными состояниями.

Импульсная помеха – это ЭМ помеха в виде одиночного импульса, последовательности или пачки импульсов, а **шумовая помеха** – это ЭМ помеха, источником которой является ЭМ шум.

Импульсно-шумовая помеха – это ЭМ помеха, энергетический спектр которой имеет импульсные и шумовые составляющие, а **непрерывная помеха** – это ЭМ помеха, уровень которой не уменьшается ниже определенного значения в регламентированном интервале времени.

Кратковременная помеха – это ЭМ помеха, длительность которой, измеренная в регламентированных условиях, меньше некоторой величины, регламентированной для данного ТС, а **непродолжительная помеха** – это ЭМ помеха, длительность которой, измеренная в регламентированных условиях, сравнительно невелика, но больше некоторой величины, регламентированной для данного ТС.

Регулярная помеха – это ЭМ помеха, возникающая и исчезающая через определенные промежутки времени, а **нерегулярная помеха** – это ЭМ помеха, возникающая и исчезающая через различные случайные промежутки времени.

Узкополосная помеха – это ЭМ помеха, ширина спектра которой меньше или равна ширине полосы пропускания рецептора, а **широкополосная помеха** – это ЭМ помеха, ширина спектра которой больше полосы пропускания рецептора.

Межсистемная помеха – это ЭМ помеха, источник которой находится в системе, не относящейся к рассматриваемой, а **внутрисистемная помеха** – это ЭМ помеха, источник которой находится внутри рассматриваемой системы.

Мешающий сигнал – это ЭМ сигнал, который ухудшает качество функционирования ТС.

Непреднамеренная электромагнитная помеха (НЭМП) – это любая радиопомеха, создаваемая источником искусственного происхождения (ГОСТ 23611-79 «Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения») [11]. Классификация непреднамеренных электромагнитных помех приведена в таблице 2.1 [7].

Организованная помеха – это любая радиопомеха, создаваемая источником искусственного происхождения с целью ухудшения качества функционирования или вывода из строя РЭС [3].

Таблица 2.1 - Классификация непреднамеренных электромагнитных помех

Класс	Подкласс	Вид (для всех классов и подклассов)
Станционные (от радио- передаю- щего устройства)	Излучаемые: Основное и неосновное излучения: внеполосное, гармоника, субгармоника, комбинационное, интермодуляционное, шумовое, паразитное	По частоте и спектру: низкочастотная, высокочастотная, синусоидальная, модулированная, импульсная, шумовая, импульсно-шумовая По времени: непрерывная, длительная, кратковременная, редкоимпульсная, регулярная, нерегулярная
Индустриальные	Излучаемые: электромагнитная, электрическая индукция, магнитная индукция Кондуктивные: симметричная, несимметричная, провал напряжения, перенапряжение, коммутационная, индуцированная, помеха отражения	По отношению помехи к рецептору: узкополосная, широкополосная, аддитивная, мультипликативная, внешняя, внутренняя, межсистемная, внутрисистемная внутриаппаратурная, когерентная, некогерентная
Естественные	Излучаемые: атмосферная, космическая, электростатическая, мощный ЭМИ	
Контактные	Излучаемые: от одиночного облучателя, от нескольких облучателей (интермодуляционная кон- тактная)	По отношению рецептора к помехе: допустимая, недопустимая, приемлемая, блокирующая, перекрестная, перекрестная амплитудно-фазовая интермодуляционная

2.1.5 Термины ЭМС, относящиеся к измерительному оборудованию и аппаратуре

Экранированная камера – это помещение, обладающее свойствами экранирования для разделения внутренней электромагнитной обстановки от внешней.

Безэховая камера – это экранированная камера с поглощающим ЭМ волны покрытием внутренних поверхностей.

Т-камера – это экранированная камера, представляющая собой отрезок волновода, в которой может быть возбуждена поперечная ЭМ волна.

Измерительная площадка – это площадка, пригодная для измерения помех, излучаемых испытуемым устройством, параметров и характеристик ЭМС ТС и отвечающая регламентированным требованиям.

Измеритель помех – это селективный микровольтметр, для которого регламентирована величина отношения синусоидального напряжения к спектральной плотности напряжения импульсов на входе, вызывающих одинаковое показание измерительного прибора, содержащий инерционные детекторы.

2.2 Направления теории и практики ЭМС РЭС

2.2.1 Применение системного подхода для оценки ЭМС. Разделение на внешнюю и внутреннюю электромагнитные совместимости РЭС в свете системного подхода

По мере усложнения РЭС их эксплуатация и проектирование становятся неэффективным без представления РЭС в виде системы. Слово система происходит от греческого слова *systema* – целое, составленное из частей. Лишь в рамках семейства определений системы удаётся выразить основные принципы **системного подхода**, основную суть которого представляет исследование объектов с помощью их математических моделей (ММ). В основе системного подхода лежит исследование объектов как систем. **Системный подход** основывается на не очень жёстко связанных принципах, которые позволяют показать недостаточность старых традиционных способов для постановки и решения новых задач. Такой подход является методом оптимального решения задачи, основанным на всестороннем целостном рассмотрении системы в процессе взаимодействия со средой и на рассмотрении всех связей её элементов при учёте большого числа различных групп факторов и ограничений. Это решение задач эксплуатации и проектирования для части с учетом целого. Системный подход предполагает общую оптимизацию разработки, проектирования, производства, эксплуатации, отдельные составные части которых могут и не быть оптимальными. С точки зрения ЭМС системы РЭС являются

динамичными, так как они изменяют своё состояние и электромагнитную обстановку во времени. Эти системы являются вероятностными (стохастическими). В них в отличие от детерминированных систем, знание значений переменных системы в данный момент времени позволяет только предсказать вероятность распределения значений этих переменных в последующие моменты времени.

При решении задач эксплуатации и проектировании РЭС **системный подход** называют **блочно-иерархическим подходом**. **Иерархичность** заключается в том, что каждая подсистема или элемент на некотором k -ом уровне рассматривают как элемент системы более высокого $(k + 1)$ -ого уровня, и, в свою очередь, описывается как система, состоящая из элементов соседнего более низкого $(k - 1)$ -ого уровня.

Часть элементов системы, выполняющих некоторое функционально завершённое преобразование, называют **подсистемой**. Естественно, что из-за **множественности описания** одна и та же система может быть представлена различным количеством подсистем, что определяется степенью детализации функциональных преобразований, выполняемых подсистемами. Применительно к эксплуатации ЭС, **система** – это совокупность взаимосвязанных разнородных устройств, частей, подсистем, совместно выполняющих заданные функции, решающих общую задачу в условиях взаимодействия с внешней средой, с учетом развития и противоречий.

В свете системного подхода можно произвести условное разделение ЭМС РЭС на внешнюю и внутреннюю электромагнитные совместимости. Тогда ЭМС подсистем РЭС внутри РЭС назовём внешней ЭМС, а ЭМС подсистем низкого уровня РЭС внутри подсистемы высокого уровня РЭС назовём внутренней ЭМС.

Уровни разукрупнения РЭС, регламентированы во многих документах, в частности в ГОСТ Р 52003-2003. Приведём один из множества способов декомпозиции конструкций РЭС:

0 уровень: компонент. Это неделимые части интегральных микросхем (ИМС), которые нельзя вычленишь, поставить как отдельное изделие (топологические фрагменты функциональных ячеек и отдельных компонентов);

1 уровень: элемент. Состоит из взаимосвязанных компонентов, которые могут поставляться. Это, например, дискретные электрорадиоэлементы (ЭРЭ) – микросхемы, транзисторы, резисторы, конденсаторы и т.п.;

2 уровень: функциональный узел (ФУ), ячейка, плата, типовой элемент замены (ТЭЗ). Объединяет с помощью электрических соединений элементы 1 уровня. Отличительной чертой узлов является то, что они не имеют самостоятельного функционального значения.

3 уровень: блок. В них могут быть использованы десятки элементов первого уровня. Блоки отличаются тем, что могут иметь самостоятельное функциональное значение и могут быть использованы как отдельные элек-

тронные устройства. Характерным является наличие у блоков органов управления, настройки, контроля и сопряжения с другими блоками аппаратуры.

4 уровень: стойки и шкафы. В них могут объединяться несколько блоков, входящих в систему данной аппаратуры. Конструкция стоек предусматривает наличие всех системных соединений блоков, обеспечение их источниками питания и вентиляцией.

5 уровень: радиотехнические системы. Одной из особенностей РТС является значительное пространственное удаление входящих в РТС элементов 4 уровня друг от друга (например, в системах спутникового телевидения, в радиолокационных системах и т.д.).

Будем считать ЭМС элементов 4 уровня внутри радиотехнической системы **внешней электромагнитной совместимостью**, а ЭМС элементов более низких уровней – **внутренней электромагнитной совместимостью**.

Кроме иерархичности имеются и другие принципы системного подхода, важные для обеспечения ЭМС:

- **взаимозависимость системы и среды** (т.е. система формирует и проявляет свои свойства только при взаимодействии с окружающей ее средой, являясь при этом активным компонентом взаимодействия);

- **открытость системы** проявляется в том, что, наряду с взаимодействием с окружающей ее средой, система реагирует на все входные сигналы и воздействия (как полезные, так и паразитные). **Воздействия среды** на систему называют **входными воздействиями**, а **воздействия системы** на среду – **выходными воздействиями**;

- **ингерентность** (от английского *inherent* – присущий, свойственный) – свойство системы существовать в условиях внешних воздействий, к которым можно отнести внешнюю среду и ресурсы; под понятием ресурсы (от французского *resources* – источники, запасы) здесь следует понимать электропитание, снабжение, финансирование и т.п.;

- **множественность описания** (т.е. система может быть описана множеством математических моделей, каждая из которых описывает определенный ее аспект);

- **целостность изучаемой системы**, которая сводится к следующим положениям:

- **изучение** свойств целой **системы на основе** анализа и знания **частей** этого целого;

- принципиальная **несводимость свойств системы к сумме свойств составляющих** её элементов;

- в системе не должно быть недостающих частей, так как при невыполнении этого условия она перестаёт выполнять поставленную цель, то есть теряет свойство **целенаправленности**.

Перечислим **важные** для обеспечения ЭМС особенности систем:

- наличие в системах процессов передачи информации;

- **наличие в системах технических и физических противоречий** (при этом реализуется философский принцип единства и борьбы противоположностей). Приведём примеры технических противоречий: для улучшения ЭМС используют электрические экраны и фильтры. При этом требуется увеличивать массу элементов конструкции системы. Для улучшения ЭМС и тепловой совместимости необходимо дальше разнести элементы РЭС в пространстве, что приводит к дополнительному увеличению габаритов системы и т.д.

При использовании блочно-иерархического подхода выполняется **расчленение (декомпозиция)** представлений об объекте на ряд иерархических уровней, называемых уровнями абстрагирования. **Цель декомпозиции** – замена проектной задачи чрезмерной сложности некоторым числом задач допустимой сложности. После завершения проектирования элементарных частей самого низкого ранга системы начинается обратный **процесс – композиции** (объединения) этих частей в подсистемы более высокого ранга и так до тех пор, пока не получим искомую систему.

2.2.2 Решение вопросов обеспечения ЭМС РЭС в различных подразделениях базы эксплуатации радиотехнического оборудования и связи

Инженеры специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования», работающие на базе эксплуатации радиотехнического оборудования и связи (ЭРТОС) в ремонтно-эксплуатационных мастерских (РЭМ), в которых проводится децентрализованный ремонт оборудования, связаны с решением вопросов обеспечения **внутренней ЭМС**. Инженеры этой же специальности связаны с решением вопросов обеспечения **внешней ЭМС**, если они работают на базе ЭРТОС не в РЭМ, а в других подразделениях базы:

- в узле радионавигации, который имеет в своем составе командно-диспетчерский пункт, обзорно-трассовые радиолокаторы, системы посадки с ближними и дальними радиомаркерными маяками, радиотехническую систему ближней навигации, автоматические радиопеленгаторы, вспомогательные радиолокационные диспетчерские пункты, а также отдельные приводные радиостанции;

- в узле связи, который содержит передающий и приемный радиоцентры, радиобюро и узел телеграфной связи, автоматическую телефонную станцию, средства внутриаэропортовой громкоговорящей связи, внутриаэропортовой проводной и радиосвязи, аппаратуру досмотра ручной клади и др.;

- специалистами, осуществляющими регистрацию и учёт радиоданных излучающего РЭО;

- специалистами, осуществляющими мероприятия по обеспечению электромагнитной совместимости РЭО;

- специалистами, осуществляющими контроль исполнения запретов на работу излучающего РЭО;
- специалистами, осуществляющими участие в расследовании авиационных происшествий и инцидентов, связанных с работой средств радиотехнического обеспечения полётов (РТОП) и связи;
- специалистами, осуществляющими учёт, расследование и анализ отказов объектов РТОП, нарушений связи, и проводящими мероприятия по их устранению и т.д.

2.2.3 Пути обеспечения внутренней электромагнитной совместимости

В данном разделе рассмотрены пути обеспечения внутренней ЭМС, а вопросы, связанные с обеспечением внешней ЭМС обсуждаются в последующих главах.

При решении вопросов обеспечения внутренней ЭМС РЭС можно считать, что радиопомеха – это электромагнитная помеха в диапазоне радиочастот. Под радиоэлектронным средством понимают техническое средство, состоящее из одного или нескольких радиопередающих и (или) радиоприемных устройств и вспомогательного оборудования. К РЭС относят радиостанции, радиолокаторы и т.д. Такое определение РЭС подразумевает, что все компоненты, входящие в это средство, находятся территориально в одном месте. Приведенное в разделе 2.1.1 определение электромагнитной совместимости выделяет в качестве основного фактора, вызывающего проблему ЭМС, помехи между средствами. Задачу снижения уровня помех можно решать не только путем улучшения качества излучений радиопередатчиков и повышения помехоустойчивости приемников, но и путем совершенствования организации работы РЭС и, в частности, рационального распределения частот между средствами. Поэтому в настоящее время проблему совместимости часто рассматривают с позиций эффективного использования спектра, а совокупность РЭС – как некоторую искусственно созданную человеком большую радиосистему.

При изучении внутренней электромагнитной совместимости вводят понятия источников наводки и приемников наводки (рецепторов) и паразитных связей между ними. Источник наводки (ИН) может быть связан с приемником наводки (ПН) через электрическое и магнитное поле, электромагнитное поле излучения и соединительные провода (в ГОСТ 30372-95 ИН назван источником помехи, а ПН – рецептором). Напряженность ближних электрического и магнитного полей в свободном пространстве обратно пропорционально квадрату расстояния от элемента, возбуждающего поле. Напряженность электромагнитного поля излучения обратно пропорциональна первой степени расстояния. Напряжение на конце проводной линии или волновода с увеличением расстояния падает весьма медленно. Из этих зависимостей действия раз-

личных видов связи от расстояния следует, что при малых расстояниях наводка может поступать по всем рассмотренным путям: через ближние электрическое и магнитное поля, через электромагнитное поле излучения, по проводам и волноводам. С увеличением расстояния в первую очередь исчезают связи через ближние электрическое и магнитное поля, во вторую очередь перестает влиять электромагнитное поле излучения, на большом расстоянии наводка может передаваться только по проводам и волноводам.

Паразитную связь оценивают с помощью **коэффициента паразитной связи**:

$$\beta_e = \frac{U_{\text{ПН}}}{E_{\text{ИН}}}, \quad (2.1)$$

где $U_{\text{ПН}}$ – напряжение на рецепторе; $E_{\text{ИН}}$ – напряжение источника помехи ИН.

Различают следующие **виды паразитных связей** (ПС): через общее электрическое сопротивление; ёмкостная связь; индуктивная связь; ёмкостная и индуктивная связи через посторонние провода; связь через электромагнитное излучение.

Рассмотрим математическую модель проникновения наводки (помехи) через общее сопротивление. Эта связь может осуществляться через общие провода, лепестки и участки корпуса, входящие в состав источника наводки (помехи) ИН и рецептора ПН, а также через внутреннее сопротивление источника питания (рисунок 2.2, а). Показанная на рисунке цепь представляет собой делитель, в котором $Z_{\text{ОБЩ}} \ll Z_{\text{Н}}$. Поэтому коэффициент паразитной связи через общее сопротивление связи будет:

$$\beta_{\text{ОБЩ}} = \frac{Z_{\text{ОБЩ}}}{Z_{\text{Н}} + Z_{\text{ОБЩ}}} \approx \frac{Z_{\text{ОБЩ}}}{Z_{\text{Н}}}. \quad (2.2)$$

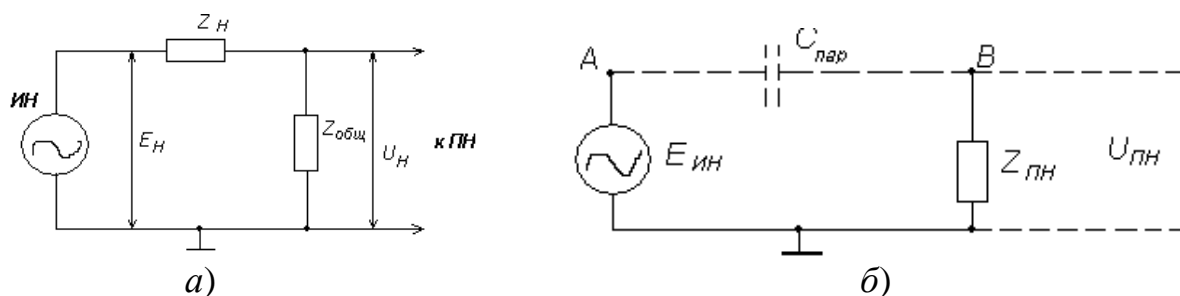


Рисунок 2.2 – Паразитная связь через общее сопротивление (а); ёмкостная паразитная связь (б)

На рисунке 2.2, а изображена схема возникновения наводки по соединительным проводам и внутреннему сопротивлению источника питания РЭС. Через цепи источника наводки (помехи) ИН и рецептора ПН протекает ток I , создающий на $Z_{\text{ОБЩ}}$ падение напряжения $U_{\text{Н}}$, которое оказывается приложенным к рецептору ПН. Величина $Z_{\text{ОБЩ}}$ зависит от частоты. Для постоянного тока и очень низких частот – это в основном сопротивление дросселей и резисторов фильтра и диодов выпрямителя или внутреннее сопротивление хими-

ческих источников питания, для звуковых частот – активное сопротивление соединительных проводов и емкостное сопротивление выходного конденсатора фильтра питания. На ВЧ величина $Z_{\text{Общ}}$ зависит в основном от индуктивного сопротивления соединительных проводов и конденсаторов фильтра питания. Для цепей управления – это выходное сопротивление источника управляющего напряжения. Для уменьшения паразитной связи через общее сопротивление следует применять источники питания с малым внутренним сопротивлением и использовать отдельные провода для заземления различных частей схемы. Структурная схема паразитной связи через внутреннее сопротивление цепи питания или управления показана на рисунке 2.3 .

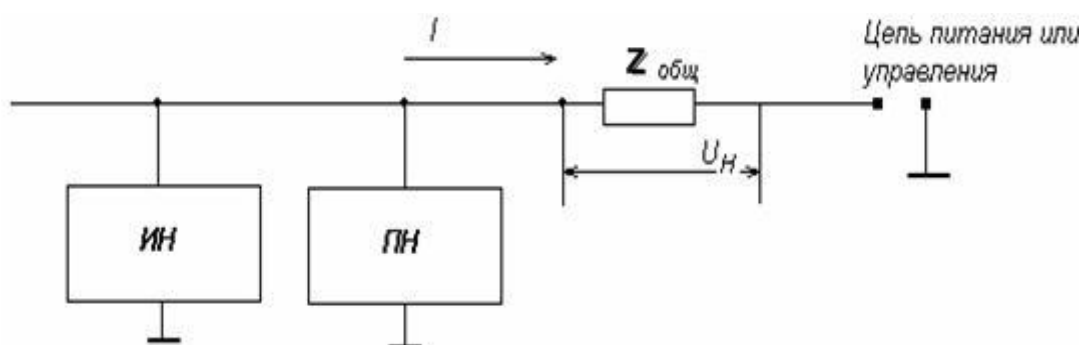


Рисунок 2.3 – Структурная схема паразитной связи через внутреннее сопротивление цепи питания или управления

Рассмотрим математическую модель проникновения наводки (помехи) через непосредственную паразитную ёмкостную связь. Эта ПС осуществляется через ближнее электрическое поле. Если тело A имеет напряжение $E_{\text{ИН}}$ относительно корпуса (рисунок 2.2, б), то на теле B , связанном с телом A малой паразитной ёмкостью $C_{\text{ПАР}}$ и являющемся ПН (рецептором), возникает напряжение $U_{\text{ПН}}$, величина которого определяется соотношением между емкостным сопротивлением $X_{\text{ПАР}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{ПАР}}}$ и входным сопротивлением ПН $Z_{\text{ПН}}$.

Комбинация из этих двух сопротивлений является простейшим делителем, к которому и сводится любая ёмкостная паразитная связь. Так как всегда $X_{\text{ПАР}} \gg Z_{\text{ПН}}$, то напряжение $U_{\text{ПН}} = \frac{E_{\text{ИН}} Z_{\text{ПН}}}{X_{\text{ПАР}}}$ и коэффициент паразитной ёмкостной связи будет:

$$\beta_e = \frac{U_{\text{ПН}}}{E_{\text{ИН}}} = \frac{Z_{\text{ПН}}}{X_{\text{ПАР}}} = \omega \cdot C_{\text{ПАР}} \cdot Z_{\text{ПН}}. \quad (2.3)$$

Отсюда следует, что влияние паразитной ёмкостной связи тем больше, чем выше рабочая частота, если $Z_{\text{ПН}}$ не падает с повышением частоты.

Часто паразитная наводка (помеха) имеет чисто ёмкостное входное сопротивление $Z_{\text{ПН}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{ПН}}}$. Тогда делитель (рисунок 2.2, б) будет ёмкостным и коэффициент паразитной ёмкостной связи

$$\beta_e = \frac{C_{\text{ПАР}}}{C_{\text{ПН}}} \quad (2.4)$$

не зависит от частоты.

Для уменьшения этой связи следует разнести провода, несущие ВЧ напряжение, и заземлить экраны.

Рассмотрим математическую модель проникновения наводки (помехи) через непосредственную паразитную индуктивную связь.

Эта паразитная связь возникает через ближнее магнитное поле (рисунок 2.4) между индуктивно связанными цепями A (ИН) и B (ПН). В цепи ИН (источника помехи) A проходит переменный ток $I_A = E_{\text{ИН}}/Z_A$, где $E_{\text{ИН}}$ – напряжение источника помехи ИН, а Z_A – полное сопротивление цепи A .

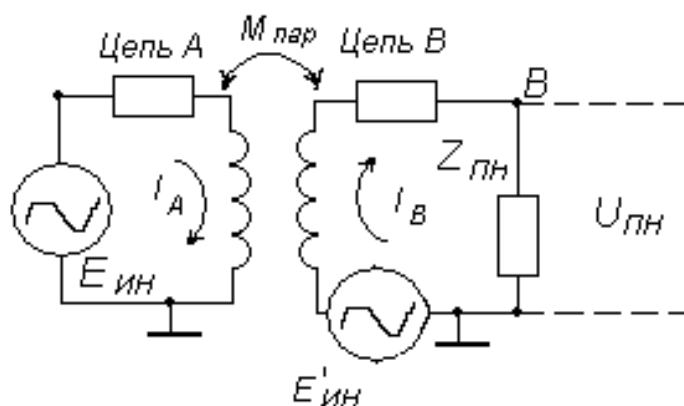


Рисунок 2.4 – Схема возникновения индуктивной паразитной связи

Эта цепь индуктивно связана с цепью паразитной наводки (помехи) B паразитной взаимной индуктивностью $M_{\text{ПАР}}$. Ток I_A возбуждает в цепи B электродвижущую силу:

$$E'_{\text{ИИ}} = I_A \omega M_{\text{ПАР}} = \frac{E_{\text{ИИ}} \omega M_{\text{ПАР}}}{Z_A}, \quad (2.5)$$

под действием которой в цепи B протекает ток I_B :

$$I_B = \frac{E'_{\text{ИИ}}}{Z_B} = \frac{E_{\text{ИИ}} \omega M_{\text{ПАР}}}{Z_A Z_B}, \quad (2.6)$$

где Z_B – полное сопротивление цепи B , частью которого является входное сопротивление ПН (рецептора) $Z_{\text{ПН}}$. В результате на входе рецептора ПН получается напряжение:

$$U_{\text{ПН}} = I_B Z_{\text{ПН}} = \frac{E_{\text{ИИ}} \omega M_{\text{ПАР}} Z_{\text{ПН}}}{Z_A Z_B}, \quad (2.7)$$

откуда коэффициент индуктивной паразитной связи:

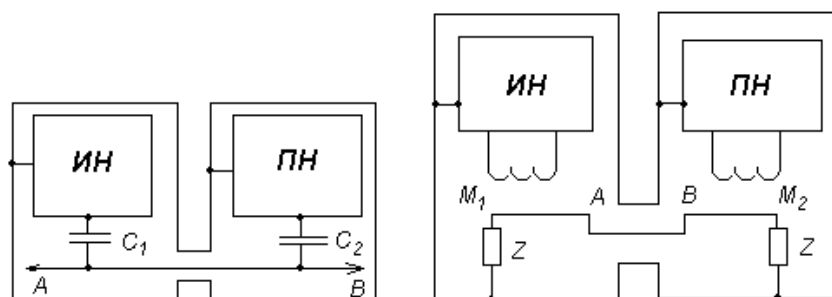
$$\beta_M = \frac{U_{\text{ПН}}}{E_{\text{ИН}}} = \frac{\omega M_{\text{ПАР}} Z_{\text{ПН}}}{Z_A Z_B}. \quad (2.8)$$

Таким образом, индуктивная паразитная связь проявляется тем сильнее, чем выше частота, чем больше паразитная взаимоиנדуктивность, чем больше входное сопротивление рецептора $Z_{\text{ПН}}$ и чем меньше полные сопротивления связывающих цепей.

Для уменьшения индуктивной паразитной связи следует разнести провода, несущие ВЧ напряжение, и не применять параллельный монтаж этих проводов.

Рассмотрим модель проникновения наводки (помехи) через ёмкостную и индуктивную паразитные связи по посторонним проводам.

Эти виды связи могут получаться и при отсутствии непосредственной связи между источником наводки (помехи) ИН и рецептором ПН. На рисунке 2.5 показано размещение источника наводки (помехи) ИН и рецептора ПН в отдельных экранированных отсеках, находящихся на большом расстоянии друг от друга. Через отсеки проходит провод AB , не имеющий непосредственного отношения к обоим элементам. Этот провод имеет ёмкость $C_{\text{ПАР1}}$ или взаимоиנדукцию $M_{\text{ПАР1}}$ по отношению к источнику наводки (помехи) ИН и ёмкость $C_{\text{ПАР2}}$ или взаимоиנדукцию $M_{\text{ПАР2}}$ по отношению к рецептору ПН.



$$C_1 = C_{\text{ПАР1}}; C_2 = C_{\text{ПАР2}}$$

Рисунок 2.5 – Схема ёмкостной и индуктивной паразитных связей через посторонний проводник

Из-за наличия провода AB оба элемента имеют ёмкостную, индуктивную или индуктивно-ёмкостную ПС. Величина паразитной связи определяется значениями $C_{\text{ПАР1}}$, $C_{\text{ПАР2}}$, $M_{\text{ПАР1}}$, $M_{\text{ПАР2}}$ и Z_{AB} , где Z_{AB} – полное сопротивление провода относительно корпуса. Из эквивалентной схемы для случая ёмкостной паразитной связи ПС (рисунок 2.6) следует, что комбинация $C_{\text{ПАР1}}$ и Z_{AB} представляет собой делитель, действие которого определяет величину напряжения, наводимого через $C_{\text{ПАР2}}$ на рецепторе ПН. Подобные эквивалентные схемы могут быть составлены для случаев индуктивной и смешанной ПС.

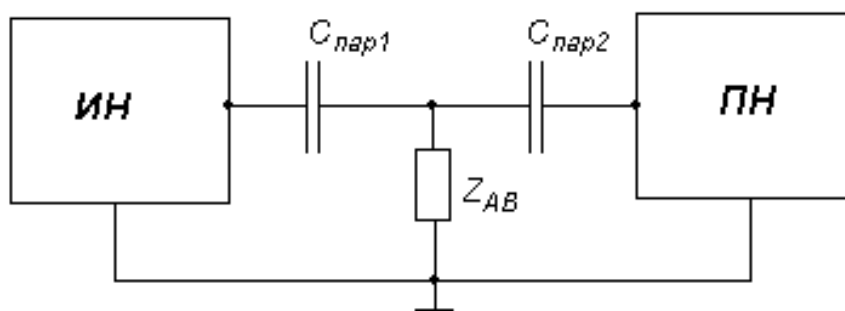


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема ёмкостной паразитной связи

Рассмотрим модель проникновения наводки (помехи) через электромагнитное поле излучения (рисунок 2.7). Эта связь наблюдается при значительных расстояниях между источником наводки (помехи) ИН и рецептором ПН, на которых непосредственные емкостная и индуктивная ПС практически отсутствуют. Такими считаются расстояния, превышающие пять длин волн, из-за чего эта ПС «по радио», прежде всего, может проявиться не в пределах одного прибора, в котором имеются прямые индуктивные и емкостные ПС, а между разнесенными в пространстве устройствами. К нежелательным наводкам может приводить электромагнитное поле излучения соседних радиостанций, грозовых разрядов и промышленных помех. ПН почти всегда являются радиоприемные устройства, помехи поступают через антенну, которая соединяет с окружающим пространством наиболее чувствительную точку приемника. Иногда сеть питания имеет ПС с антенным вводом или с входными каскадами радиоприемника. Тогда помехи наблюдаются и при отключенной антенне.

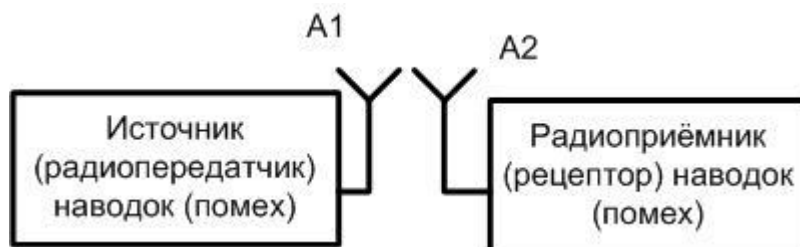


Рисунок 2.7 – Структурная схема паразитной связи через поле излучения

В пределах одного прибора связь через электромагнитное поле излучения в принципе возможна на волнах короче 30 см, т.е. на частотах свыше 1 ГГц. Но волны деци- и сантиметрового диапазонов хорошо распространяются только в свободном пространстве и по волноводам. В объеме прибора, заполненного деталями, узлами и перегородками, эти волны быстро затухают, из-за чего ПС этого вида маловероятна, и учитывать ее не следует.

Наиболее вероятные источники наводки (помехи) ИН и рецепторы ПН.

При эксплуатации, ремонте и проектировании РЭС важно знать вероятные ИН и ПН для принятия необходимых мер в наиболее опасных местах аппаратуры.

Источники наводки (помехи) ИН: сеть переменного тока; мощные генераторы ВЧ, особенно работающие в нелинейном режиме, и импульсные; импульсные модуляторы с высоким напряжением и большим током; генераторы импульсов, особенно с большим током, например, блокинг-генераторы; выходные и предоконечные каскады УВЧ, УПЧ и УНЧ; генераторы развертки, особенно с высоким напряжением и малым временем обратного ухода; реле и другие выключающие приборы и др.

Рецепторы (ПН): все радиоприемники, особенно высокочувствительные и работающие в длинноволновом диапазоне; входные и первые промежуточные каскады усилителей всех типов; входные трансформаторы УНЧ; спусковые устройства (триггеры, ждущие мультивибраторы и т.п.) с высокой чувствительностью срабатывания.

Защита РЭС от наводок сводится к выполнению следующих требований: все ИН, находящиеся в РЭС, не должны мешать ее нормальному действию; РЭС не должна мешать нормальному действию окружающей аппаратуры (за исключением случаев принципиальной невозможности осуществления этого); в РЭС должны быть приняты меры к тому, чтобы окружающая аппаратура ей не мешала.

Для решения первых двух задач необходимо встраивать помехоподавляющие устройства (экраны, фильтры) во все вероятные ИН. Это гарантирует отсутствие наводки не только на данный конкретный рецептор, но и на все другие, которые могут обнаружиться в дальнейшем. В тех частных случаях, когда наводка поступает на рецептор по входным цепям вместе с сигналами и на тех же частотах, подавление ее у ИН является единственным способом избавления от нее. В остальных случаях для большей надёжности, полезно решать и третью задачу – вводить помехоподавляющие устройства в рецептор.

Для устранения электромагнитных помех используют фильтры, экраны (см. раздел 3.3) и поглощающие покрытия. В диапазоне волн 0.8...10 см в качестве поглощающих покрытий используют резиновые коврики марок В2Ф-2, В2Ф-3 и ВКФ-1, магнитодиэлектрические пластины марок ХВ-0.8, ХВ-2.0, ХВ-3.2, ХВ-10.6, поролоновые поглощающие покрытия марки «Болото». В диапазоне волн 15...200 см в качестве поглощающих покрытий используют древесные поглощающие покрытия марки «Луч» и ферритовые пластины марки СВЧ-0.68. Эти покрытия обеспечивают коэффициент отражения (1...4)%.

Для расчётов степени влияния паразитных связей соединительных проводов при оценке внутренней ЭМС можно использовать формулы, приведённые в данном разделе. При этом необходимо знать значения паразитных параметров проводов. Точные расчёты таких значений громоздки. Для ряда случаев они приведены в [22-25]. В Приложении А предлагаются простые таблицы, заимствованные из [16], в которых даны ориентировочные значения паразитных параметров проводов, необходимые для оценки ЭМС.

2.2.4 Обеспечение измерений и испытаний в области электромагнитной совместимости

Методы и средства измерений и испытаний в области обеспечения ЭМС РЭС имеют следующие особенности:

а) широкий диапазон частот измерений. Например, побочные излучения передатчика в общем случае измеряют в пределах $(0.1 \dots 10)f_0$, где f_0 – частота основного излучения. Диапазон частот измерений промышленных помех должен быть от 10 Гц до 40 ГГц, параметры антенн следует измерять в диапазоне нескольких октав. Значения величин связи следует измерять также в широком диапазоне частот;

б) широкий, динамический диапазон уровней сигналов и помех, измеряемых одновременно и совместно (до 100...120 дБ и более);

в) разнообразие спектров измеряемых сигналов и помех: непрерывные и дискретные, широкополосные и узкополосные спектры; разнообразные спектры помех;

г) разнообразие методов и методик измерений. Например: измерения электромагнитного поля сигналов и помех («полевые измерения»); измерения поля индукции, созданного помехами в ближней зоне; измерения в ВЧ трактах; измерения промышленных помех различных видов в электрических цепях; измерения восприимчивости РЭС к различного вида помехам; измерения эффективности экранирования источников помех и рецепторов помех; статистические методы измерений;

д) специфические средства измерений. Например: измерители промышленных помех; искатели помех; генераторы-имитаторы импульсных помех; анализаторы кратковременных промышленных помех; поглощающие клетки для измерения промышленных радиопомех; широкополосные направленные ответвители; специальные испытательные камеры; подвижной комплект измерительных приборов, приспособленный для работы в полевых условиях и предназначенный для определения ЭМО и контроля параметров ЭМС РЭС; вспомогательные измерительные устройства – токосъемники, согласующие трансформаторы, эквиваленты нагрузок, измерительные фильтры;

е) повышенные требования к стандартным средствам измерения;

ж) необходимость использования нестандартизованных средств измерения и их метрологической аттестации;

з) необходимость более широкой стандартизации методов, средств и методик измерений;

и) широкая сфера использования методов и средств измерений.

С помощью измерений, широко используемых в области ЭМС, решают следующие основные задачи:

- определение параметров и характеристик РЭС и их контроль на соответствие требованиям стандартов ЭМС;

- поиск, обнаружение, анализ и идентификация источников ЭМП;

- определение ЭМО, в которой работают РЭС;
- определение степени использования радиочастотного ресурса и фактической загрузки радиоканалов;
- контроль технического состояния РЭС по их параметрам ЭМС;
- оценка результатов испытаний отдельных устройств, систем и комплексов на их соответствие требованиям к обеспечению ЭМС [1];
- опознавание радиосигналов источников излучений.

При определении параметров и характеристик источников излучений измеряют: частоты излучения; диапазон частот, занимаемых сигналом; уровень побочных и внеполосных излучений; напряжённости поля и плотность потока мощности; средние напряжённости поля шумов. При анализе излучений идентифицируют источники НЭМП и незарегистрированные радиопередатчики, пеленгуют эти источники для определения их местоположения, проверяют соответствие идентификационных сигналов (позывных) регламентам. По результатам измерений и анализа излучений принимают меры по исключению радиопомех.

При измерении напряжённости поля используют калиброванную антенну, соединённую с измерительным приёмником. На частотах менее 30 МГц обычно используют рамочную или штыревую антенны. В диапазоне частот от 30 до 1000 МГц при измерении на фиксированных частотах используют полуволновый симметричный диполь Герца. На частотах более 1 ГГц чаще всего применяют рупорные и параболические антенны.

Для радиоконтроля широко используют измерительно-пеленгационные комплексы. Требования, предъявляемые Минсвязи РФ к таким комплексам, представлены в таблице 2.2 [2, 27].

Многофункциональные комплексы автоматизированного радиоконтроля зарубежного производства фирм Thomson-CSF, Rhode&Schwarz, Hewlett Packard соответствуют требованиям Международного союза электросвязи (МСЭ), имеют высокую степень автоматизации и высокую стоимость. Комплексы российского производства разрабатывается в Москве (фирмы «Иркос», «Навигатор»), в Ярославле (НПФ «ЯР»), в Санкт-Петербурге (ВУС «ИРГА») и в Томске (НПФ «Микран»).

Портативный измерительный комплекс ООО «НПФ Микран» (рисунок 2.8) может работать стационарно, с коротких остановок, в движении, автономно и в составе систем радиоконтроля. Его технические характеристики:

- диапазон рабочих частот: 0.01...27500 МГц;
- способ анализа сигналов в эфире: дискретный;
- коэффициент шума в диапазоне 3...27.5 ГГц: не более 2 дБ;
- точность определения пеленга: не более $\pm 5^\circ$ [2].

Сведения о назначении, основных технических и эксплуатационных характеристиках специализированных средств измерений и испытательного оборудования, применяемых для проведения испытаний на помехоэмиссию и помехоустойчивость приведены в [1, 2, 5, 28].

Таблица 2.2 – Тактико-технические характеристики измерительно-пеленгационных комплексов

Наименование параметра	Требуемые значения
Диапазон рабочих частот, МГц, в режимах измерений, пеленгования и обзора	20.... 2700
Чувствительность в режимах измерений, пеленгования, обзора, мкВ/м, не более, на частоте: 30 МГц 1000 МГц 2700 МГц	0.6 10 25
Полоса пропускания при указанной чувствительности во всех режимах, кГц, не менее	1
Уровень собственных шумов приемного тракта, мкВ, не более	0.8
Погрешность измерения частоты сигнала в процентах от выбранного диапазона (шкалы), не хуже	0.7
Динамический диапазон во всех режимах, дБ, не менее	90
Динамический диапазон по интермодуляции ОВЧ/УВЧ, дБ·мВт, не менее: второго порядка третьего порядка	70/70 60/60
Погрешность измерения напряженности поля, дБ	±1.5
Инструментальная погрешность в режиме «Пеленг», град, не более	±2.0
Количество приемных каналов, не менее: при пеленгации при измерениях	2 1
Время измерения всех пеленгов в полосе 5 МГц, мс, не более: грубое измерение точное измерение	10 50
Полоса частот мгновенного анализа и максимальная разрешающая способность в режиме спектрального анализа	50 кГц; 500 кГц; 5 МГц 50 Гц; 500 Гц; 5 кГц



Рисунок 2.8 – Портативный измерительный комплекс («НПФ Микран») [2]

3 ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРЫ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ЭМС РЭС

3.1 Распределение радиочастотного ресурса и его ограничения. Обеспечение ЭМС на основе частотных факторов

Радиочастотный ресурс (РЧР) – это совокупность возможных для использования радиочастотных электромагнитных полей, создаваемых с целью передачи (приема) информации или энергии. Основные признаки такого ресурса: диапазон радиочастот f электромагнитных полей, диапазон времени T их существования и область трехмерного пространства V , в пределах которого поля распространяются с энергией, достаточной для регистрации соответствующими приборами. Второстепенные признаки этих полей – поляризация поля, модуляция, излучаемая мощность, направленность распространения поля и др. [1].

Если указанные признаки считать векторами n -мерного пространства, то ограничения использования РЧР можно считать ограничением области использования этого пространства.

Наиболее важным признаком РЧР является радиочастота (или для краткости частота). Для функционирования каждого РЭС необходима определенная полоса частот (радиоканал). Весь РЧР может определяться конечным числом радиоканалов, что также характеризует его ограниченность. Непрерывный рост количества РЭС привел к чрезмерному использованию РЧР. Поэтому при эксплуатации РЭС важно использовать минимальный объем n -мерного пространства РЧР. На постоянной основе вопросы распределения РЧР решает МСЭ или на английском языке International Communication Union (ITU). В этот союз входит более 180 стран. В 1959 году международным соглашением был распределен ресурс РЧР в диапазонах частот от 10 кГц до 275 ГГц всем странам мира для 38 видов радиослужб: радионавигационных, радиолокационных, радиовещательных, космических и других. Это соглашение, зафиксировано и в международном документе «Регламент радиосвязи», уточненном в 1979 г. на Всемирной административной конференции [7]. Регламент радиосвязи определяет также порядок использования частот, нормы на радиоизлучение, меры борьбы против электромагнитных помех и т.д. Основное место в Регламенте радиосвязи занимает Таблица распределения частот (таблица 3.1). Она предусматривает распределение между различными радиослужбами. В соответствие с регламентом Земной шар разделён на три района. В первый район входят европейские страны, страны бывшего СССР, Монголия, Турция, страны Аравийского полуострова и Африка. Во второй район входят Северная и Южная Америка, и Гренландия [2, 3]. В третий район входят остальные территории Земного шара. Ограничения объёма РЧР содержат-

ся и в российских стандартах и нормах на параметры обеспечения ЭМС РЭС [10, 14-24].

Таблица 3.1 - Распределение полос частот между различными радиослужбами (фрагмент) [5]

Радиослужбы	Частота ГГц							
	0,5	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7
Радиолокация	■	■	■	■			■	■
Радиовещание	■	■						■
Радиолюбительская	■						■	
Метеорологическая				■				
Космических исследований				■				
Авиационная радионавигация		■	■					■
Авиационная подвижная	■			■	■	■	■	
Сухопутная подвижная	■	■		■	■	■	■	
Спутниковая подвижная	■			■	■			

МСЭ имеет постоянные органы – Международный комитет регистрации частот (МКРЧ), Международный консультативный комитет по радио (МККР) и Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии (МККТТ). МСЭ является специальным органом ООН и имеет право распределения РЧР в международном масштабе. Вопросы борьбы с непреднамеренными помехами решаются Специальным комитетом по радиопомехам (СИСПр), а также рядом других организаций. Указанные организации регулируют вопросы распределения и использования РЧР и выработки правил, регламентирующих работу радиосредств и определяющих ограничение уровня помех, создаваемых электротехническими средствами и РЭС.

Международными соглашениями установлены и ограничения. Запрещены радиоизлучения в некоторых полосах частот, например международных частотах бедствия (500 кГц, 2182 кГц и частоте 156.8 МГц). Не разрешено также устанавливать радио- или телефонные вещательные станции на борту морских и воздушных средств, находящихся вне национальных территорий. Оговорен временной регламент молчания для передачи сигналов SOS и т.д. [5].

Политику в области радиосвязи в Российской Федерации определяет *Министерство по связи и информатизации (Минсвязи России)*. Одной из задач министерства является обеспечение работы трех межведомственных государственных комиссий: по радиочастотам (ГКРЧ), электросвязи и информатизации. В 1993 году был создан *Госсвязьнадзор Российской Федерации*, а в

2002 году на его базе созданы две службы: система государственного надзора за связью и информатизацией и государственная радиочастотная служба. На Госсвязьнадзор возложены контрольно-надзорные функции в области связи и информатизации: надзор за соблюдением условий лицензий на осуществление деятельности операторов электрической и почтовой связи; экспертиза сооружений связи.

ГКРЧ обладает всеми полномочиями в области регулирования радиочастотного спектра. Организационные и технические меры по обеспечению надлежащего использования РЧР осуществляются специально уполномоченной службой по обеспечению регулирования использования радиочастот и РЭС при Минсвязи – **Государственной радиочастотной службой (ГРЧС)**.

ГРЧС состоит из Главного радиочастотного центра и семи радиочастотных центров федеральных округов.

Главный радиочастотный центр обеспечивает регулирование использования РЧР для РЭС гражданского назначения на всей территории РФ и обеспечивает международно-правовую защиту частотных присвоений РЭС наземных и спутниковых радиослужб РФ.

Целями радиоконтроля являются:

1) обеспечение администраций данными, необходимыми для процесса управления использованием РЧС;

2) содействие в решении проблем ЭМС ВЧ РЭС, присвоение рабочих частот и составление частотных планов посредством контроля границ зон обслуживания, параметров РЭС и выявления источников помех;

3) содействие в обеспечении допустимого уровня помех;

4) обеспечение администраций информацией, связанной с решением конкретных задач по ЭМС [2].

База ЭРТОС также осуществляет работы, по решению проблем ЭМС:

- регистрацию и учёт радиоданных излучающего РЭО;
- мероприятия по обеспечению электромагнитной совместимости РЭО;
- контроль исполнения запретов на работу излучающего РЭО;
- принимает участие в расследовании авиационных происшествий и инцидентов, связанных с работой средств РТОП и связи;
- ведёт учёт, расследование и анализ отказов объектов РТОП, нарушений связи и проводит мероприятия по их устранению и т.д.

Использование частотного фактора сводится к выбору рабочих частот и установлению такого разнеса между частотами РЭС, при котором непреднамеренные помехи исключаются или ослабляются до приемлемых значений. Решение задач выбора частот в общем случае является громоздким.

При ограниченном ресурсе радиочастот эффективным является совместное использование ресурсов в частотной и пространственной областях. Осуществляется такое распределение радиоканалов, при котором близко расположенные средства не используют совпадающие радиочастоты, в то время как территориально разнесенные средства используют.

Примером такого подхода может служить сетевое распределение частот, предложенное для подвижной службы. Территория, охваченная работой системы, разделяется на ряд зон, каждая из которых, в свою очередь, разделена на соответствующее число ячеек, например на семь (рисунок 3.1). Для каждой из ячеек выделяется определенное число (M) частотных каналов, отличающихся от тех, которые используют в смежных ячейках. Эти группы из $7M$ частот повторяются в остальных зонах, также состоящих из аналогичных ячеек. В результате такой организации ни в одной из соседних ячеек не используются совпадающие частоты. При сетевой организации требуется значительно меньшая полоса радиочастот, чем при раздельном назначении радиочастот отдельным средствам. Однако в данном случае полезный эффект достигается ценой усложнения системы, так как при перемещении подвижной станции из одной ячейки в другую должно быть осуществлено ее переключение на один из свободных радиоканалов в этой ячейке. Указанное переключение, например, выполняет система централизованного управления на основе анализа информации о местоположении объекта.

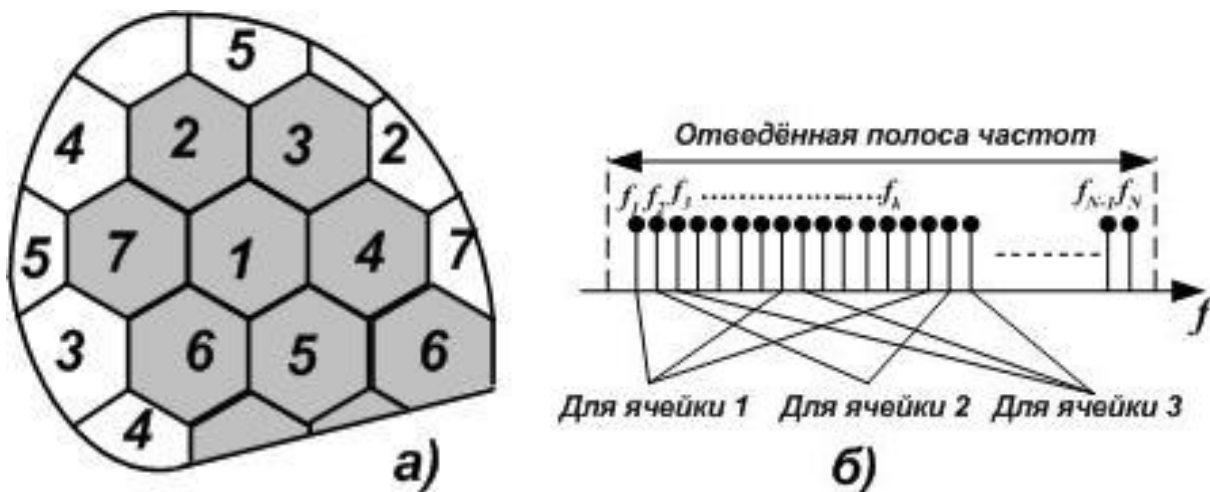


Рисунок 3.1 – Схема пространственного размещения (а) и распределение частот (б) при сетевом распределении частотного ресурса в группе подвижных средств [5]

Примером частотно-пространственного разнеса стационарных радиосредств является территориальное планирование частотных каналов телевизионного вещания. Основой планирования являются территориальное разнесение передающих станций и частотный разнос, в том числе за счет исключения работы в совпадающих каналах станций смежных зон обслуживания.

В отличие от выбора частот на основе жесткой организации, при адаптивном принципе управления выбор значения частоты из числа разрешенных производится конкретным РЭС на основе анализа текущей электромагнитной обстановки. Например, в РЛС с перестройкой частоты по диапазону, когда оператор выбирается значение рабочей частоты по условию минимума помех в данный

момент времени. Другой пример аналогичного подхода – выбор оператором системы связи определенного частотного канала из числа имеющихся [5].

3.2 Нормирование параметров радиоизлучений и приема РЭС, влияющих на ЭМС

3.2.1 Общие положения

Нормирование параметров радиоизлучений и приема РЭС, влияющих на их ЭМС, осуществляется для повышения эффективности использования РЧР, обеспечения качественной работы РЭС всех назначений, особенно при использовании этими средствами одних и тех же полос частот, а также для снижения уровней радиопомех приему населением радио и телепередач.

Требования к параметрам радиоизлучений и приема зафиксированы в Государственных стандартах и общесоюзных нормах на параметры радиоизлучений и приема РЭС. Информация по нормам на параметры ЭМС РЭС содержится в государственных стандартах, общероссийских нормах, Регламенте радиосвязи, рекомендациях и стандартах СЭВ, рекомендациях МККР, рекомендациях и стандартах Международного электротехнического комитета (МЭК) [10].

Параметры радиоизлучений и приема, влияющие на ЭМС РЭС (далее параметры ЭМС РЭС), были определены ГОСТ 23872-79.

Параметры ЭМС РЭС нормируют при определенных условиях: методах измерений параметров, применяемой измерительной аппаратуре, температуре и влажности воздуха и др. При этом из всех перечисленных параметров нормируют наиболее влияющие на ЭМС РЭС. Учитывается также наличие серийно выпускаемой измерительной аппаратуры.

Нормы являются обязательными для соблюдения всеми министерствами и ведомствами, а также предприятиями и организациями. Основными нормативно-техническими документами являются государственные стандарты. Существующая система нормирования параметров ЭМС РЭС направлена на максимально возможное ужесточение параметров ЭМС приемников и передатчиков. Параметры ЭМС РЭС не должны быть ниже некоторого уровня, гарантирующего заданное качество приема полезного сигнала в типовой ЭМО. Более высокие требования к параметрам ЭМС РЭС приводят к неоправданным экономическим затратам.

3.2.2 Радиоионлучения передающих устройств и их нормируемые параметры

Радиоизлучения передающих устройств подразделяются на излучения через антенну (основные и нежелательные) и излучения помимо антенны.

Основные излучения предназначены для передачи полезного сигнала. Они занимают необходимую полосу частот, под которой подразумевают минимальную полосу, достаточную для передачи сигнала определенного вида (класса излучения) с требуемыми скоростью и качеством.

Класс излучения – это условное обозначение основного излучения пятизначным буквенно-цифровым кодом: первый символ кода – тип модуляции (АМ, частотная модуляция (ЧМ), одна боковая полоса (ОБП) и др.), второй – характер сигнала (аналоговый, цифровой и др.), третий – вид передаваемой информации (телефония, телеграфия, телевидение и др.), четвертый – дополнительный признак (звуковое радиовещание, двухпозиционный код и др.), пятый – характеристика уплотнения (частотное, временное, комбинированное и др.). Например, телевизионный сигнал цветного изображения кодируется как СЗФНН. Описываемый код был принят в качестве международного [1].

Основное радиоизлучение включает следующие параметры: мощность, которая может быть выражена поверхностной плотностью потока мощности или напряженностью электрического поля; допустимое отклонение частоты; необходимую ширину полосы частот; занимаемую ширину полосы частот; контрольную ширину полосы частот; вид и параметры модуляции (манипуляции); ослабление излучения на несущей (боковой) частоте (полосе частот).

Нежелательные излучения радиопередающего устройства – это излучения за пределами необходимой полосы частот. Нежелательные радиоизлучения подразделяют на побочные, внеполосные и шумовые [10].

К **побочным** относятся излучения, возникающие в радиопередающем устройстве в результате любых нелинейных процессов, исключая процесс модуляции. Побочные излучения подразделяют на **излучения на гармониках, на субгармониках, комбинационные, паразитные и интермодуляционные**.

Побочные излучения на гармониках рабочей частоты f_p , в целое число раз n превышающих рабочую частоту ($f_n = nf_p$), можно ослабить с помощью фильтров.

Побочные излучения на субгармониках получают, когда сигнал рабочей частоты получают с помощью умножения частоты задающего генератора. **Субгармоники** – это гармоники частоты задающего генератора f_T , в целое число раз k превышающих гармоники частоты задающего генератора:

$$f_c = f_p/N, \text{ где } N = 1, 2, \dots, k.$$

Комбинационные излучения с частотами f_k возникают в радиопередающем устройстве на нелинейных элементах $f_k = f_p \pm f_n \pm mf_c$, где m – целое число.

Паразитные излучения возбуждаются в радиопередающем устройстве из-за паразитных положительных обратных связей.

Интермодуляционные излучения возникают в радиопередающем устройстве на нелинейных элементах высокочастотного тракта при воздействии генерируемых колебаний и внешнего электромагнитного поля.

Внеполосные радиоизлучения – это нежелательные радиоизлучения, получающиеся в результате модуляции, в полосе частот непосредственно прилегающей к полосе частот основного излучения.

Шумовые радиоизлучения обусловлены возникновением на радиоэлементах РЭА шумового напряжения, беспорядочно меняющегося во времени. Причины возникновения шумового напряжения – флуктуация токов в электрических цепях, дробовой эффект (неодновременное попадание носителей тока на поверхность электрода) и фликкер-шум (флуктуация эмиссии электронов с поверхности катода) в электровакуумных и полупроводниковых приборах. Мощность шумового радиоизлучения возрастает при увеличении температуры окружающей среды [1, 2, 10].

Все неосновные излучения радиопередающего устройства являются характеристиками ЭМС. Эти излучения определяют параметрами:

- **побочные** – мощностью, напряжением, поверхностной или спектральной плотностью потока мощности, напряженностью электромагнитного поля, относительным уровнем, номером гармоники, порядком субгармоники, порядком комбинационного радиоизлучения, порядком интермодуляции;

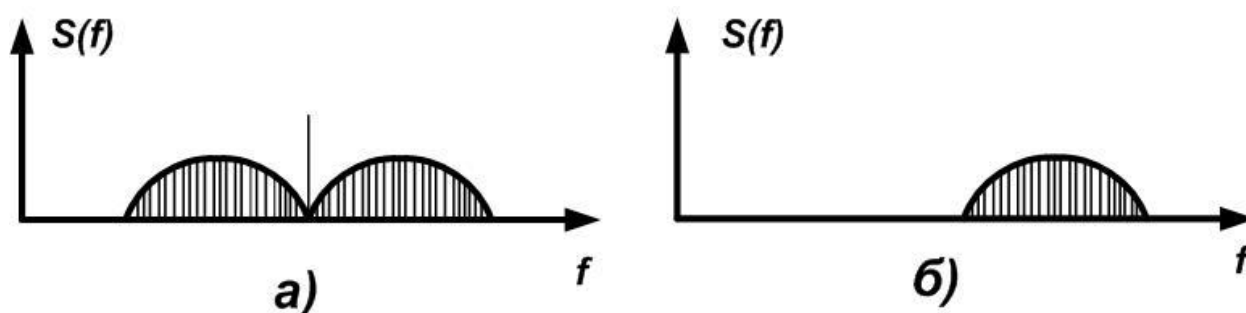
- **внеполосные** – поверхностной плотностью потока мощности, напряженностью электрического поля, спектральной плотностью потока мощности, отстоящей на Y Гц от рабочей частоты, шириной полосы частот на уровне X дБ;

- **шумовые** – спектральной плотностью потока мощности или средней напряженностью электрического поля шума на частоте, отстоящей на Y Гц от рабочей частоты; относительным уровнем.

Для уменьшения занимаемой ширины полосы частот основного излучения радиопередающего устройства из спектра амплитудно-модулированного (АМ) сигнала (рисунок 3.2, *а*), состоящего из нижней боковой полосы несущей частоты и верхней боковой полосы, формируют сигналы ОБП или SSB-сигналы (от английского *single sideband*). Для этого выделяют одну верхнюю (рисунок 3.2, *б*), либо нижнюю боковую полосу.

Несущая частота подавляется в балансном модуляторе, а верхняя боковая полоса частот выделяется с помощью фильтра, обеспечивающего неискажённую передачу всего спектра используемой боковой полосы и достаточное подавление нижней боковой полосы несущей частоты. Однополосный сигнал формируется на частоте, определяемой параметрами фильтра. SSB-сигналы

применяют для уплотнения радиоканалов, например, при связи на коротких волнах в условиях предельной загруженности частотного диапазона.



а) состоящий из нижней боковой полосы несущей частоты и верхней боковой полосы; б) спектр сформированной верхней боковой полосы сигнала (SSB-сигнала)

Рисунок 3.2 – Спектр АМ сигнала

3.2.3 Нормируемые параметры радиоприемных устройств, связанные с ЭМС

Радиоприемное устройство предназначено для выделения сигналов из радиоизлучений с заданной избирательностью по направлению, полосе частот и времени. Пространственная избирательность обеспечивается поляризационными и направленными свойствами антенн, частотная и отчасти временная избирательность – свойствами радиоприемника [5].

Восприимчивость радиоприемного устройства (ГОСТ 23872-79) подразделяют на **восприимчивость к электромагнитному полю**, воздействию через антенну и фидер или воздействию помимо антенны, и **восприимчивость по цепям питания и управления**.

Непреднамеренные ЭМП при действии через антенну могут влиять по **основному и неосновным каналам приема**.

Основной канал приема – это полоса частот, находящаяся в полосе пропускания приемника и предназначенная для приема полезного сигнала. **Неосновной канал приема** – это полоса частот, находящаяся за пределами основного канала приема, в которой мешающий сигнал проходит на выход радиоприемника.

Неосновные каналы целесообразно разделить на **побочные и внеполосные**.

К первой группе относят амплитудно-частотную характеристику приемника, характеристику частотной избирательности по побочным каналам приема и характеристики частотной избирательности по блокированию, интермодуляции и перекрестным искажениям.

Побочный канал приема – это канал, номинальная частота которого имеет фиксированное значение для конкретного приемника и его фиксиро-

ванной настройки. К побочным каналам относятся комбинационные каналы, включая зеркальный канал приема, канал приема на промежуточной частоте и др.

Комбинационный канал образуется в результате взаимодействия мешающего сигнала или его гармоники с колебаниями гетеродина или его гармоникой.

Внеполосный канал приема – это неосновной канал, номинальная частота которого может принимать разное значение в зависимости от частоты мешающего сигнала при фиксированной частоте настройки приемника. К внеполосным каналам относятся каналы блокирования, каналы интермодуляционных помех, каналы перекрестных искажений.

При оценке действия НЭМП через антенну по основному каналу приема необходимо учитывать ряд функциональных параметров устройства, а именно: чувствительность приемника, частоту настройки приемника и неустойчивость этой частоты, характеристики приемной антенны и избирательности радиоприемника. Такие параметры при оценке действия НЭМП на прием фактически являются параметрами ЭМС, выражающими системные свойства приемного устройства. Критерием ЭМС здесь, так же как и в общем случае, является допустимое отношение сигнал-помеха. Если из перечня видов НЭМП исключить кондуктивные помехи, то через антенну по основному каналу приема могут действовать все виды излучаемых помех. Из-за неидеальной частотной избирательности каскадов приемника характеристика частотной избирательности всегда отличается от прямоугольной. Показателем прямоуглольности данной характеристики является коэффициент прямоуглольности – отношение полосы пропускания приемника B_X , измеренной на уровне X дБ, (например, на уровне 60 дБ), к полосе пропускания приемника B_3 , измеренной на уровне 3 дБ: $k_n = B_X/B_3$. Значительное число радиоприемников имеет высокое значение $k_n \geq 2.5$. Механизмы приёма, обусловленные только недостаточно высокой избирательностью линейных каскадов в радиоприемнике, называется **прямым прохождением помех** [5].

Рассмотрим причины возникновения паразитных каналов приёмника с преобразовательным каскадом [12]. Преобразовательный каскад приемника (рисунок 3.3) состоит из смесителя, в качестве которого могут использоваться транзисторы, диоды и другие электронные приборы и гетеродина, который представляет собой маломощный генератор высокой частоты. Операция преобразования частоты состоит в перемножении двух переменных напряжений – принимаемого сигнала и гетеродина, и выделении с помощью соответствующего фильтра колебаний комбинационной частоты, принятой за промежуточную частоту. Это перемножение осуществляется с помощью воздействия на смеситель одновременно двух напряжений – напряжения сигнала и напряжения гетеродина. В выходной цепи смесителя образуется множество колебаний с комбинационными частотами вида:

$$f_K = |mf_C \pm nf_T|, \quad (3.1)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$

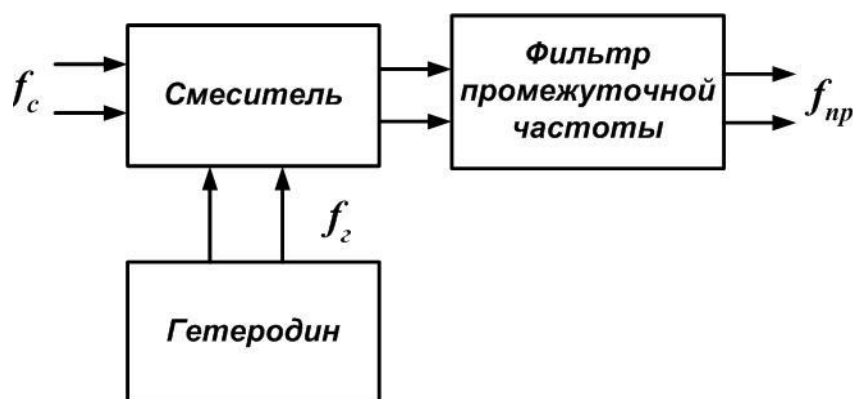


Рисунок 3.3 – Функциональная схема преобразовательного каскада приемника [12]

Одно из этих колебаний выделяется на резонансной нагрузке смесителя, настроенной на частоту $f_{\text{пр}}$, называемую промежуточной частотой.

Как правило, промежуточную частоту выбирают ниже частоты сигнала, причем наиболее распространен случай, когда $m = n = 1$, т.е. величина $f_{\text{пр}}$ образуется первыми гармониками частот сигнала и гетеродина

$$f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_{\text{с}}. \quad (3.2)$$

Подобное преобразование частоты называют *простым*. При других значениях m и n имеет место *сложное* преобразование.

Из формулы (3.1) следует, что ток на выходе преобразователя может иметь сложный спектр. Так, например, при отсутствии помех напряжение на выходе преобразователя может вызываться входными сигналами на частотах: $f_1 = f_{\text{пр}}$; $f_2 = f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$; $f_3 = |f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}|$; $f_4 = 2f_{\Gamma} + f_{\text{пр}}$; $f_5 = |2f_{\Gamma} - f_{\text{пр}}|$ и др. и образовывать **паразитные каналы** приема. Основной паразитный (дополнительный) канал приема носит название **зеркального** или **симметричного канала** приема. Этот канал отстоит от частоты настройки $f_{\text{с}}$ на величину $2f_{\text{пр}}$ и расположен симметрично к частоте настройки относительно частоты гетеродина f_{Γ} ($f_{\text{пр}} = f_3 - f_{\Gamma}$). Ослабление помех, действующих на частоте зеркального канала, возможно с помощью резонансных систем, включенных до преобразователя.

Таким образом, выбор величины промежуточной частоты существенно влияет на ослабление помех, поступающих по побочным каналам.

При выборе промежуточной частоты руководствуются следующими соображениями:

- $f_{\text{пр}}$ должна быть достаточно далека от частоты основного канала;
- выбор более высокой $f_{\text{пр}}$ увеличивает избирательность по зеркальному каналу;
- выбор более низкой $f_{\text{пр}}$ увеличивает избирательность по соседнему каналу;
- нельзя выбирать $f_{\text{пр}}$ равной одной из частот поддиапазона приемника;
- желательно выбирать $f_{\text{пр}}$ стандартного значения.

Многие из этих требований являются противоречивыми, поэтому при выборе $f_{\text{пр}}$ необходимо находить компромиссное решение.

Например, в вещательных приемниках длинных и средних волн $f_{\text{ГП}} = 465$ кГц, на метровых волнах $f_{\text{ГП}} = 6.5$ МГц, в телевизионных приемниках промежуточная частота для звукового канала равна 31.5 МГц, а для канала изображения – 38 МГц.

Для того, чтобы совместить требование высокой избирательности по зеркальному каналу, реализуемое применением высокой промежуточной частоты, с требованием хорошей избирательности по соседнему каналу, реализуемое применением низкой промежуточной частоты, в профессиональных приемниках часто применяют двойное преобразование частоты (рисунок 3.4).

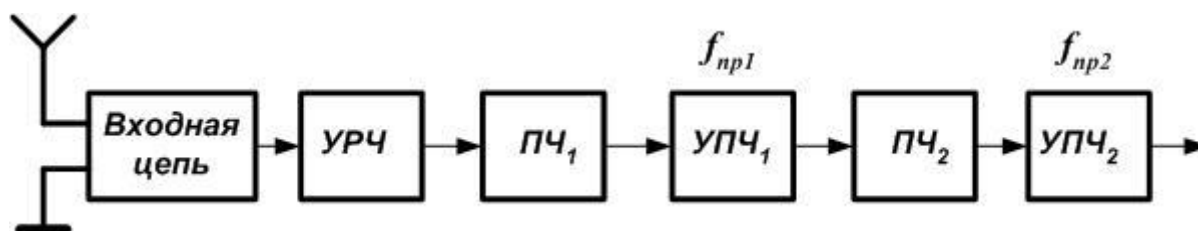


Рисунок 3.4 – Функциональная схема ВЧ каскадов приемника с двойным преобразованием частоты [12]

Величина первой промежуточной частоты выбирается таким образом, чтобы зеркальный канал приема подавлялся преселектором, состоящим из входной цепи и УРЧ. Так, например, для диапазона КВ $f_{\text{ГП1}} = 2 \dots 3$ МГц, для диапазона УКВ $f_{\text{ГП1}} = 20 \dots 30$ МГц. После усиления в УПЧ₁ преобразованный сигнал поступает ко второму преобразователю частоты ПЧ₂. При этом имеется возможность прохождения помех по зеркальному каналу приёма для второго преобразователя частоты. Этот канал отстоит по частоте от полезного сигнала на величину, равную удвоенной промежуточной частоте. Следовательно, УПЧ₁ выполняет функции преселектора для второго преобразователя частоты. К недостаткам двойного преобразования частоты относятся: большое количество дополнительных каналов приема, комбинационных свистов и сложность схемы приемника.

При значении комбинационной частоты

$$f_k = f = |mf_c \pm nf_{\Gamma}| \approx f_{\text{ГП}} \quad (3.3)$$

комбинационные сигналы будут усиливаться в УПЧ. За счёт детектирования биений сигналов с частотами $f_{\text{ГП}}$ и f_k на выходе приемника возникнут колебания с частотой $F_k = |f_{\text{ГП}} - f_k|$, проявляющиеся в виде так называемых **комбинационных свистов**. Частота этих свистов зависит от частоты гетеродина, то есть от настройки приемника.

При $m = 1$ и $n = 0$ будет прохождение помехи с частотой приблизительно равной промежуточной частоте, а при $m = 2$, $n = 0$ – прямое прохождение второй гармоники мешающего сигнала. При приеме двух станций с частотами f_{c1} и f_{c2} , достаточно близкими между собой, из-за биений колебаний на этих частотах возникают **интерференционные свисты** на частоте

$$f_{\text{и}} = f_{\Gamma} - f_{c1} - (f_{\Gamma} - f_{c2}) = f_{c2} - f_{c1}, \quad (3.4)$$

не зависящей от частоты гетеродина [12].

При наличии помехи с частотой f_{Π} в выходной цепи смесителя образуется множество колебаний с комбинационными частотами вида

$$f_k = f = |mf_c \pm nf_{\Gamma} \pm pf_{\Pi}|, \quad (3.5)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$; $p = 1, 2, 3, \dots$

Число составляющих тем больше, чем выше степень нелинейности смесителя, а их амплитуда тем больше, чем выше степень нелинейности и меньше величина $N = |m| + |n| + |p|$, называемая порядком преобразования.

Колебания на частоте гетеродина обычно на несколько порядков превышают амплитуду сигнала и помехи, поэтому наиболее важны преобразования частот гетеродина и помехи вида $|nf_{\Gamma} \pm pf_{\Pi}|$, где $n, p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Таким образом, частотное условие возникновения побочных каналов приема в супергетеродинном приемнике имеет вид:

$$|nf_{\Gamma} \pm pf_{\Pi}| \in [f_{\Pi P} + B_{\Pi\text{Ч}}/2, f_{\Pi P} - B_{\Pi\text{Ч}}/2], \quad (3.6)$$

где $B_{\Pi\text{Ч}}$ – полоса пропускания тракта УПЧ.

Из соотношения (3.6) следуют частные случаи:

$f_{\Pi} = f_{\Pi P}$ – прием на промежуточной частоте ($n = 0, p = 1$);

$f_{\Pi} = f_c \pm 2f_{\Pi P}$ – прием по зеркальному каналу, когда $|n| = |\pm p| = 1$;

$f_{\Pi} = f_c/p$ – прием на субгармонике частоты настройки ($n = 1$).

Частоты любых других помех, отвечающих условию (3.6), соответствуют комбинационным каналам приема.

В приемниках с двойным, тройным и т.д. преобразованием частоты образование комбинационных каналов обусловлено преимущественно процессами в первом смесителе. С точки зрения уменьшения числа комбинационных каналов приема, идеальным является смеситель с квадратичной характеристикой. В этом случае существуют преобразованные частоты только 2-го порядка: $|\pm f_c \pm f_{\Gamma}|$ и $|\pm f_{\Pi} \pm f_{\Gamma}|$. Частота принимаемого сигнала равна $f_{\Gamma} \pm f_{\Pi P}$, и в соответствии с (3.6) возможен прием помехи только с частотой $f_{\Pi} = f_{\Gamma} \pm f_{\Pi P}$, т.е. только зеркальный канал приема (а также прием на промежуточной частоте за счет прямого прохождения). Отличие характеристики смесителя от квадратичной ведет к росту числа преобразованных составляющих. Если интенсивная модулированная помеха имеет несущую частоту, близкую к частоте гетеродина, то принимаемый сигнал оказывается промодулированным частотой модуляции помехи. Побочные каналы приема присущи также некоторым другим устройствам, в которых имеет место преобразование частоты, например параметрическому усилителю. В приемниках прямого усиления побочные каналы приема обусловлены наличием паразитных полос пропускания линейных частотно-избирательных устройств. Интенсивная помеха вызывает рост шумов преобразования, которые приводят к снижению отношения сигнал-шум в приемнике из-за влияния преобразованных шумов гетеродина.

Влияние интенсивной помехи проявляется в виде эффектов **блокирования** или **перекрестной модуляции** или одновременного возникновения указанных эффектов.

Блокированием называется изменение уровня сигнала или отношения сигнал-шум на выходе радиоприемника при действии помехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника. Это явление проявляется в уменьшении усиления приемника в присутствии интенсивной помехи.

Перекрытием искажением называется изменение структуры сигнала на выходе радиоприемника при одновременном действии сигнала и модулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма. Перекрытые искажения приводят к модуляции принятого сигнала частотами модуляции помехи.

При наличии интенсивной помехи суммарный уровень сигнала и помехи не соответствует линейному участку характеристики усилителя или квадратичному участку характеристики смесителя. Линейность передаточной функции этих устройств нарушается, и сигнал на выходе смесителя или усилителя при совместном действии сигнала и помехи не равен сумме выходных сигналов, соответствующих действию помехи и сигнала по отдельности. Наличие интенсивной помехи изменяет условия прохождения полезного сигнала в тракте УРЧ, смесителя и, быть может, в первых каскадах УПЧ и проявляется в виде эффекта блокирования и перекрытых искажений. Количественно эти явления характеризуются коэффициентами блокирования и перекрытых искажений.

Коэффициент блокирования – отношение разности уровня сигнала на выходе радиоприемника при отсутствии и при наличии радиопомехи на его входе к уровню этого сигнала при отсутствии радиопомехи:

$$k_{\text{БЛ}} = [U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}} + U_{\text{П}}) - U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}})] / U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}}), \quad (3.7)$$

где $U_{\text{С}}$ и $U_{\text{П}}$ – соответственно входные напряжения сигнала и помехи.

Коэффициент перекрытых искажений – отношение уровня спектральных составляющих сигнала, возникших в результате перекрытых искажений в приемнике, к уровню сигнала на выходе радиоприемника при заданных параметрах радиопомехи и сигнала:

$$k_{\text{ПИ}} = [U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}} + U_{\text{П}}) - U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}})] / U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}}), \quad (3.8)$$

где $U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}} + U_{\text{П}})$ и $U'_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}})$ – напряжения некоторой спектральной составляющей выходного сигнала при наличии и при отсутствии помехи; $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{С}})$ – напряжение выходного сигнала при отсутствии помехи. Для исключения неоднозначности $k_{\text{ПИ}}$ обычно определяется при немодулированном сигнале и помехе, модулированной гармоническим колебанием.

Интенсивная помеха может сместить рабочую точку и, следовательно, привести к уменьшению усиления. Под действием помехи изменяется комплексное входное сопротивление активного элемента, в результате чего уменьшается коэффициент передачи из-за рассогласования, и появляется перекрестная амплитудная и фазовая модуляция. Наконец, под действием помехи изменяется значение емкости, главным образом диодов и транзисторов, а также специальных настроечных элементов – варикапов и варакторов. Вследствие этого изменяются частоты настройки контуров, что снижает усиление

приемника и вызывает преобразование амплитудной модуляции помехи в угловую. В силу инерционности цепей питания, смещения, АРУ и т.д. действие помехи не прекращается сразу после ее окончания.

Интермодуляция – это возникновение помех на выходе приемника при действии на его входе двух и более радиопомех, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочного каналов приема радиоприемника. Интермодуляция – одна из наиболее важных причин несовместимости РЭА. Так, в системах связи метрового диапазона на долю интермодуляции приходится до 70% случаев нарушения ЭМС непреднамеренными помехами. Интермодуляция обусловлена нелинейными эффектами преобразования колебаний двух или более помех в смесителе или в каскадах, предшествующих смесителю.

Рассмотрим характеристики частотной избирательности.

Частотной избирательностью называется способность радиоприемника выделить заданную полосу частот из спектра электромагнитных колебаний, поступающих на его вход. При отсутствии помех зависимость интенсивности принятого сигнала от его частоты определяется односигнальной избирательностью радиоприемника (синонимом является термин «характеристика частотной избирательности, измеренная односигнальным методом»). Она представляет собой отношение уровня сигнала на заданной частоте к его уровню на частоте настройки при неизменном уровне сигнала на выходе приемника и измеряется посредством одного сигнала с уровнем, не вызывающим нелинейных эффектов в тракте приема. Данная избирательность описывает также прием помехи, не вызывающей нелинейных эффектов в приемнике, по основному или побочным каналам в отсутствие сигнала.

С позиции ЭМС важно определить свойство приемника выделять полезный сигнал из произвольной совокупности сигналов и помех, совместно и одновременно действующих на его входе. При этом для учета явлений блокирования, перекрестных искажений, а также приема интенсивной помехи по побочным каналам приемника следует рассматривать совместное действие на приемник двух колебаний, соответствующих сигналу и помехе, а для оценки интермодуляции – трех сигналов: полезного и двух мешающих. Определенная в этих условиях избирательность называется многосигнальной (или частотной избирательностью, измеренной многосигнальными методами). Она характеризует свойство приемника ослаблять действие помехи (или нескольких помех) в зависимости от ее (их) частотной расстройки в присутствии полезного сигнала при определенных уровнях сигнала и помех. При детальном описании свойств радиоприемников характеристики многосигнальной избирательности конкретизируются: различают характеристики частотной избирательности по блокированию, перекрестным искажениям и интермодуляции.

На рисунке 3.5 показаны характеристики избирательности радиоприемника, определенные односигнальным и многосигнальными методами. При этом принималось, что на входе приемника действует сигнал, соответствующий частоте настройки, и помехи, не попадающие в полосу пропускания при-

емника. Эти характеристики представляют собой семейство кривых, соответствующими различным уровням помех. При низком уровне нелинейные эффекты отсутствуют и ослабление действия помех в зависимости частотной расстройки (кривая 5) практически повторяет кривую 1. При более интенсивных помехах их действие проявляется при больших частотных расстройках вследствие явлений интермодуляции, блокирования или перекрестных искажений. Это приводит к отклонению от кривой 1 (кривые 3, 4). По мере повышения интенсивности помехи соответствующая ветвь кривой избирательности, измеренной многосигнальным методом, приближается кривой избирательности входных каскадов приемника (кривая 2).

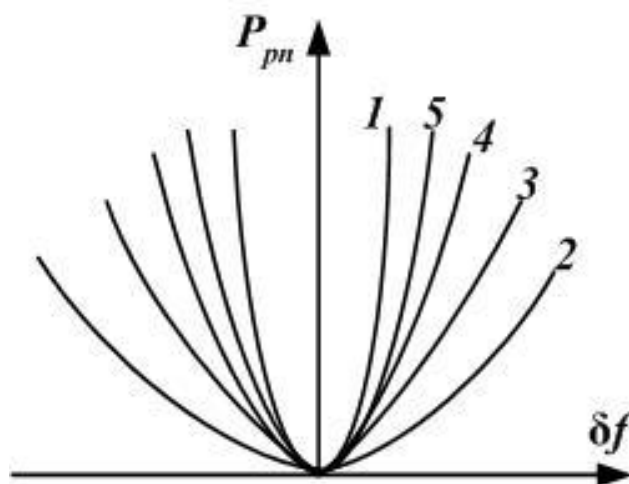


Рисунок 3.5 – Характеристики частотной избирательности, измеренные односигнальным (1, 2) и многосигнальным (3...5) методами [5]

Описанные семейства кривых полностью определяют избирательность приемника. На практике для упрощения часто используют характеристики и отдельные параметры, производные по отношению к характеристике многосигнальной частотной избирательности. Так, иногда оговаривается определенный уровень сигнала и помех (например, $U_{\Pi} = 1$ или 3 В, U_C соответствует чувствительности приемника) и характеристика частотной избирательности, измеренной многосигнальным методом, оказывается однозначной.

На рисунке 3.6 построены характеристики частотной избирательности радиоприемника, измеренные односигнальным (1) и многосигнальным (2) методами. Здесь B_3 и B_{60} – ширина полосы пропускания приемника, определенная на уровне 3 и 60 дБ соответственно; f_{Π} – частота помехи; $f_{\text{ПОБ}}$ – частота побочного канала приема; $2\Delta f_{\text{ВН}}$ – полоса частот, в которой возможны явления блокирования, интермодуляции и перекрестных искажений; $2\Delta f_{\text{СК}}$ – полоса, в которой контролируется ослабление приема по соседнему каналу.

К числу важных параметров ЭМС приемника относится также избирательность по соседнему каналу – ослабление мешающего сигнала с учетом всех механизмов действия помех при частотной расстройке $\Delta f_{\text{СК}}$ помехи относительно основного канала, равной стандартному частотному промежутку

между радиосредствами, принятому в конкретной радиослужбе (см. рисунок 3.6).

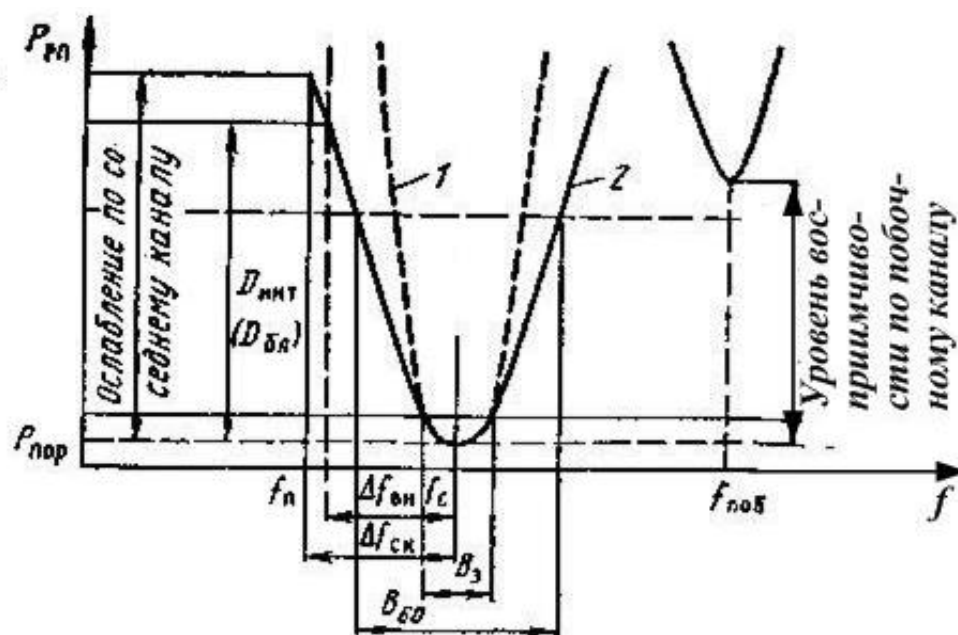


Рисунок 3.6 – Характеристики радиоприемного устройства, влияющие на ЭМС [5]

Простейшая модель частотной избирательности приемника по основному каналу представляет собой кусочно-линейную аппроксимацию характеристики избирательности, измеренной односигнальным или многосигнальным методом:

$$S(\Delta f) = S(\Delta f_i) + S_i \lg(\Delta f / \Delta f_i), \quad (3.9)$$

где $S(\Delta f)$ – избирательность приемника при отстройке Δf относительно центральной частоты в децибелах; $S(\Delta f_i)$ и S_i – ее значения на границе полосы частот Δf_i и крутизна соответственно.

Значения $S(\Delta f_i)$, Δf_i и S_i обычно берутся из паспортных данных ширины полосы пропускания – по уровню 3 и 60 дБ.

Аналогично описывается модель избирательности по побочным каналам приема:

$$S(f_{\Pi}) = I \cdot \lg(f_{\Pi} / f_c) + J, \quad (3.10)$$

где f_c и f_{Π} – частоты сигнала и помехи, I и J – коэффициенты линейной аппроксимации кривой частотной избирательности (в децибелах).

Для грубых оценок влияния нелинейных эффектов можно использовать следующий подход: представить кривую эффективной избирательности в виде:

$$S(\Delta f) = \infty \text{ при } |\Delta f| > \Delta f_{\text{ВН}} / 2; \quad (3.11)$$

$$S(\Delta f) = 0 \text{ при } |\Delta f| \leq \Delta f_{\text{ВН}} / 2, \quad (3.12)$$

где Δf – разность частот сигнала и помехи; $\Delta f_{\text{ВН}}$ – полоса частот, в которой считаются возможными явления блокирования, интермодуляции и перекрестных искажений.

Считается, что взаимодействие помехи из-за нелинейных эффектов маловероятно, если разность частот сигнала и помех превышает указанное значение в (3.11) и (3.12). Если $|\Delta f| > \Delta f_{\text{ВН}} / 2$, а разность между мощностью помехи и мощностью, соответствующей пороговой чувствительности, измеренная в децибелах, не превышает динамического диапазона (по блокированию, перекрестным искажениям или интермодуляции), действие помехи также маловероятно. При превышении помехой указанного уровня нелинейные эффекты возможны [5].

3.3 Экранирование

3.3.1 Общие сведения об экранировании

Экранирование является конструктивным средством локализации электрического, магнитного и электромагнитного полей помех в пределах определенного пространства и предназначено для обеспечения ЭМС РЭС и РТС. Экранирование применяется как для отдельных элементов, функциональных узлов, блоков РЭС, так и РЭУ в целом, которые могут быть либо источниками, либо рецепторами помех. В зависимости от размещения защищаемой зоны относительно источников помехонесущего поля, экраны подразделяются на наружные и внутренние (рисунок 3.7). Наличие экрана увеличивает емкость элементов конструкции и проводов, уменьшает индуктивность, увеличивает затухание и потери. Относительные изменения параметров экранируемых элементов можно учесть с помощью коэффициентов реакции экрана. При конструировании экранов нужно учитывать это влияние таким образом, чтобы изменение параметров не выходило за заданные или допустимые пределы. На низких частотах или в ближней зоне источника помех можно выделить преобладающий вид полей – электрический или магнитный. Соответственно этому применяется электрическое или магнитное экранирование. На высоких частотах и в дальней зоне применяется электромагнитное экранирование [14, 17].

В общем случае действие экрана характеризуется коэффициентом экранирования $K_{\text{Э}}$. Коэффициент экранирования представляет собой отношение напряженности электрического E_1 или магнитного H_1 поля в какой-либо точке экранированного пространства к напряженности поля E_2 или H_2 в той же точке при отсутствии экрана:

$$K_{\text{Э}}^E = \frac{E_1}{E_2} \quad \text{или} \quad K_{\text{Э}}^H = \frac{H_1}{H_2}. \quad (3.13)$$

Коэффициент экранирования является комплексной величиной, так как между внутренним и внешним полями имеется сдвиг фаз.

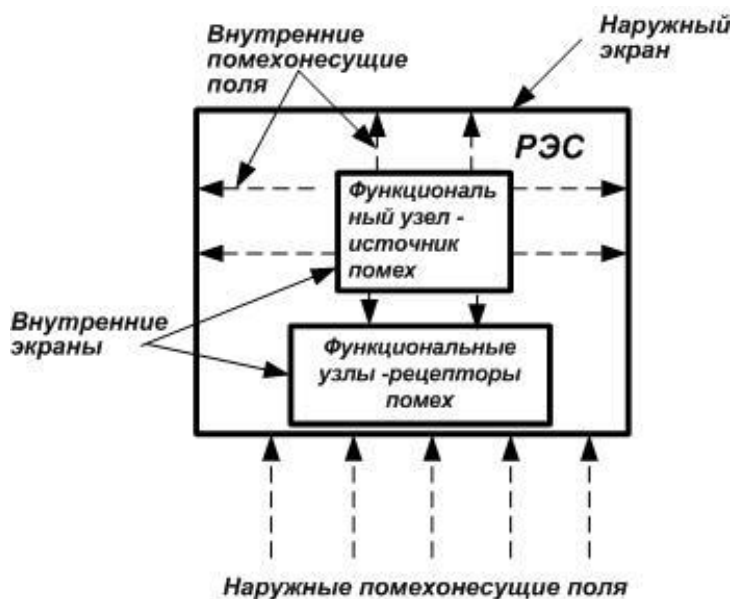


Рисунок 3.7 – Наружные и внутренние экраны в РЭС

На практике действие экрана принято оценивать **эффективностью экранирования** (экраным затуханием) A , [дБ]:

$$A_{\text{Э}}^E = 20 \lg \left| \frac{1}{K_{\text{Э}}^E} \right|, \quad A_{\text{Э}}^H = 20 \lg \left| \frac{1}{K_{\text{Э}}^H} \right|. \quad (3.14)$$

Электромагнитный экран искажает поле источника в защищаемой области пространства, в результате эффективность экранирования (ЭЭ) оказывается различной для электрической и магнитной составляющих поля и зависит от координат точки измерения. Однако в теории электромагнитного экранирования с приемлемой для практики точностью реальные конструкции экранов заменяются идеальными, для которых ЭЭ определяется однозначно.

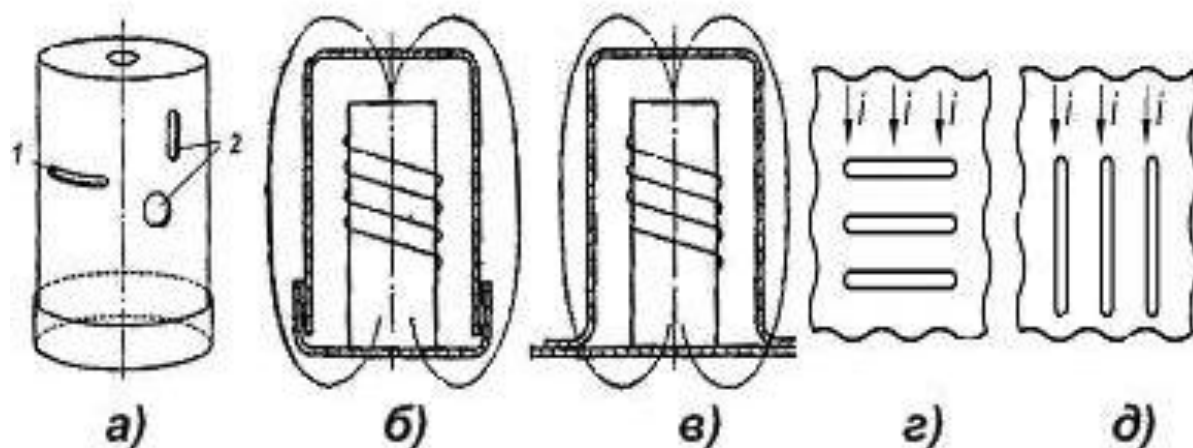
$$A_{\text{Э}}^E \approx A_{\text{Э}}^H \approx A_{\text{Э}}. \quad (3.15)$$

В технике проводной связи величину эффективности экранирования оценивают в Неперах (Нп) и обозначают B . При этом:

$$B = \ln \left| \frac{1}{K_{\text{Э}}^E} \right| = 0.115A; \quad A = 8.7 \cdot B. \quad (3.16)$$

ЭЭ в значительной степени зависит от неоднородностей и разрывов экрана, возникающих за счет сварных швов, соединений и отверстий (рисунок 3.8) [13]. Отверстия в экране не должны пересекать линий наведенных в нем токов, поэтому больший размер отверстия должен располагаться параллельно этим линиям (рисунок 3.8).

Для изготовления экранов используют различные материалы. Классификация этих материалов приведена в таблице 3.2.



a – правильное (1) и неправильное (2) расположение отверстий в экране катушки индуктивности; *б* – правильно выполненный стык частей экрана; *в* – неправильно выполненный стык частей экрана [14]; *г* – неправильная ориентировка щелей в плоском экране; *д* – правильная ориентировка щелей в плоском экране [22]

Рисунок 3.8 – Отверстия в экране

Таблица 3.2 – Классификация экранирующих материалов [22]

Назначение	Виды материалов	Конкретные изделия
Для изготовления металлических корпусов и металлических экранирующих пластин	Металлические пластины	Медные, алюминиевые и прочие пластины
	Металлические элементы с отверстиями	Перфорированные металлические элементы, раскатанные металлические элементы
Для придания электропроводящих свойств пластмассовым корпусам	Материалы с обработанной электропроводящей поверхностью	Металлические ленты, металлические сетки, слоистые материалы с металлической фольгой, электропроводящие лакокрасочные материалы, материалы с набрызгом металла (цинка), материалы с металлизацией, материалы вакуумного напыления и распыления, электропроводящая бумага.
	Проводящие пластмассы	Пластмассы с содержанием частиц (металлических частиц, углерода), флоконов (металла) и волокон (металлического науглероженного и стеклянного волокна и волокна с алюминиевым покрытием)
	Проводящие резины	
	Проводящие органические высокомолекулярные соединения	

Ввиду экономических и конструктивных соображений предпочтение при изготовлении корпусов аппаратуры, шкафов и стоек, отдается **стальным экранам**. Преимущества стали теряются при экранировании токонесущих элементов, критичных к вносимым в них потерям. К недостаткам листовых металлических экранов можно отнести: относительно высокую стоимость (бронза, серебро и т.д.), значительный вес и габариты, сложность пространственного решения конструкции и низкую эффективность экранирования элементов, реализуемую лишь на 10...20% из-за наличия щелей в местах стыков листов. В настоящее время разработаны и нашли применение **композиционные материалы** на основе конструкционных термопластов, наполненных электропроводящими наполнителями, обладающими высокими механическими свойствами, достаточной эффективностью экранирования, хорошо окрашиваемые и технологичные (композиты на основе пластмасс и электропроводящих порошков, композитные электропроводящие пленки и другие). Использование **токопроводящих красок** для электромагнитного экранирования также является весьма перспективным направлением, так как их применение исключает необходимость проведения сложных и трудоемких работ по монтажу экрана, соединению его листов и элементов между собой. Токопроводящие краски создаются на основе диэлектрического пленкообразующего материала с добавлением в него проводящих составляющих, пластификатора и отвердителя. В качестве токопроводящих пигментов используют коллоидное серебро, графит, сажу, оксиды металлов, порошковую медь, алюминий, никель. Токопроводящая краска обычно устойчива и сохраняет свои начальные свойства в условиях резких климатических изменений и механических нагрузок. Эффективность экранирования проводящих красок зависит от частотного диапазона электромагнитного воздействия и расстояния от источника электромагнитного возмущения. **Металлизация** различных материалов для электромагнитного экранирования имеет большое распространение благодаря большой производительности нанесения покрытий. Области эффективного экранирования при использовании металлических покрытий проводящих красок показаны на рисунке 3.9. **Проводящие тканые материалы** применяются для объемного экранирования с затуханием в 30...50 дБ для частот от 100 кГц до 1 ГГц. Их используют для создания дополнительных и временных экранов, для защиты неэкранированных окон и для создания радиочастотной защитной одежды. Металлизированный текстиль, включает никель, пассивированную медь или другое металлическое волокно. Эффективность экранирования проводящих тканых материалов не менее 40 дБ в условиях дальнего поля [22-25].

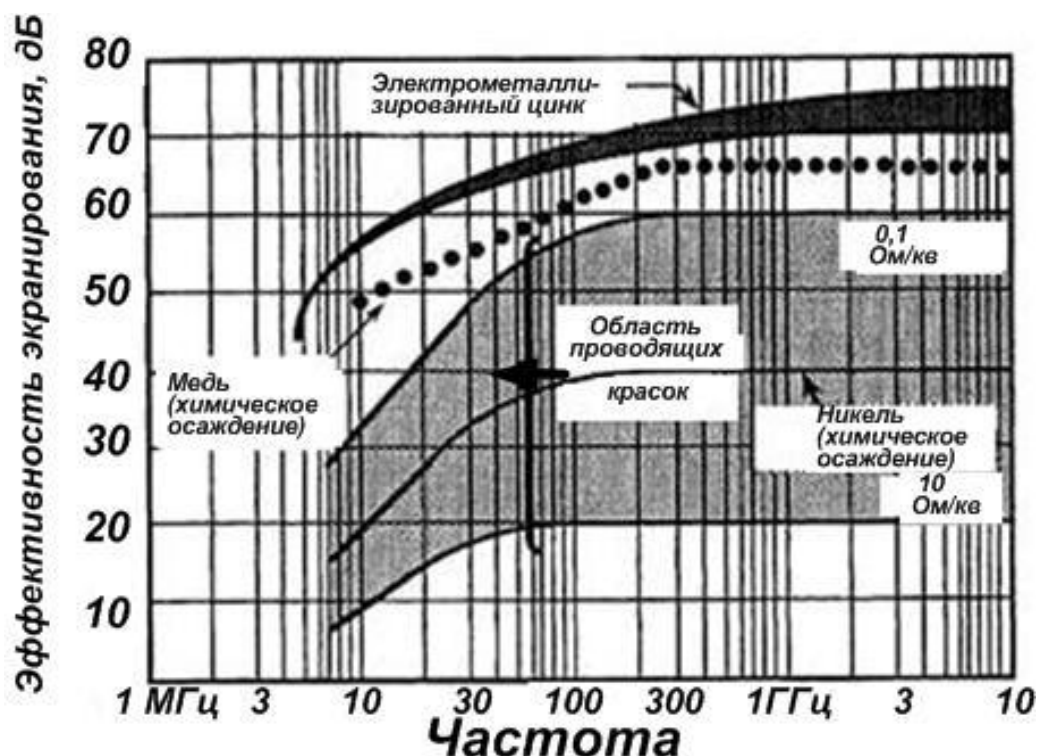


Рисунок 3.9 – Области эффективного экранирования при использовании металлических покрытий проводящих красок

3.3.2 Электростатическое экранирование

Чтобы уменьшить паразитную ёмкость $C_{\text{ПАР}}$ между телом A (источником помех) и телом B (рецептором помех), их отдаляют на максимально возможное расстояние друг от друга. При недостаточности всех этих мер между элементами устанавливается экран, служащий для экранирования электрического поля (постоянного и переменного). Иногда этот вид экранирования называют электростатическим. Применение экрана, соединенного с корпусом прибора (рисунок 3.10), сводится к уменьшению $C_{\text{ПАР}}$ до величины $C'_{\text{ПАР}}$ путем создания короткого замыкания на корпус для большей части паразитной емкости, имеющейся между экранируемыми друг от друга телами. Эффективность экранирования в этом случае находят по формуле:

$$A = 20 \lg \frac{C_{\text{ПАР}}}{C'_{\text{ПАР}}}. \quad (3.17)$$

Если сделать проводник в форме замкнутого объема, то на внутренней его поверхности не будет зарядов. Соответственно не будет электрического поля во внутренней области. Помещенный внутри проводящей полости элемент будет защищен от внешних электростатических полей. Если источник электростатического поля помещен внутри замкнутой проводящей оболочки, то на внутренней и внешней поверхностях оболочки поле будет существовать. **Эффект экранирования в этом случае достигается только заземле-**

нием (соединением с общим корпусом), которое снимает заряды с внешней поверхности и внешнее поле пропадает. Электростатические экраны изготавливаются из материалов с хорошей проводимостью. Эффективность экранирования электрического поля не зависит от толщины экрана. Применимы даже электропроводящие краски. Сетки или решетчатые конструкции не применяются, так как часть линий поля проникает сквозь экран. Узкие щели и отверстия в экране не ухудшают экранирование электрического поля, если они малы по сравнению с длиной волны [15, 17]. Таким образом, электростатическое экранирование по существу сводится к замыканию электростатического поля на поверхность металлического экрана и отводу электрических зарядов на «землю» (на корпус прибора). Следует учесть, что металлический экран должен быть заземлен и по соображениям электробезопасности.

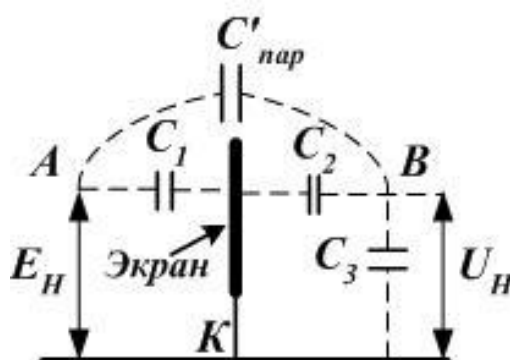


Рисунок 3.10 – Экран, соединенный с корпусом (K) прибора

Для уменьшения емкостной связи между телами A и B, следует использовать в конструкции миниатюрные компоненты для снижения взаимной емкости.

Электростатический экран не обязательно выполняется как соединенная с заземленным корпусом перегородка между элементами. Заземленная металлическая пластина, расположенная на некотором расстоянии от связанных тел выступает в роли экрана. При этом, чем ближе пластина к телам, тем больше частичная емкость тел относительно пластины и меньше частичная емкость между телами [22, 25].

3.3.3 Экранирование постоянного и медленно изменяющегося магнитного поля

Этот вид экранирования часто называют магнитостатическим. Экраны изготавливают из ферромагнитных материалов (пермаллоя или стали) с большой относительной магнитной проницаемостью μ . Линии магнитной индукции проходят в основном по стенкам такого экрана (рисунок 3.11), которые обладают малым магнитным сопротивлением по сравнению с воздушным пространством внутри экрана. Качество экранирования магнитных полей зависит от магнитной проницаемости экрана и сопротивления магнитопровода,

которое будет тем меньше, чем толще экран и чем меньше в нём стыков и швов, идущих поперек направления линий магнитной индукции. Экран такой конструкции используется редко, только при необходимости подавить наводку на частотах 0...1 кГц. В этом диапазоне эффективность экрана от частоты не зависит. Её можно приближенно определить по уравнению:

$$A = 20 \lg \left(1 + \frac{\mu \delta_{\text{ЭКР}}}{D} \right), \quad (3.18)$$

где $\delta_{\text{ЭКР}}$ – толщина стенок (экрана); D – диаметр эквивалентного сферического экрана, близкий к длине стенки кубического экрана.

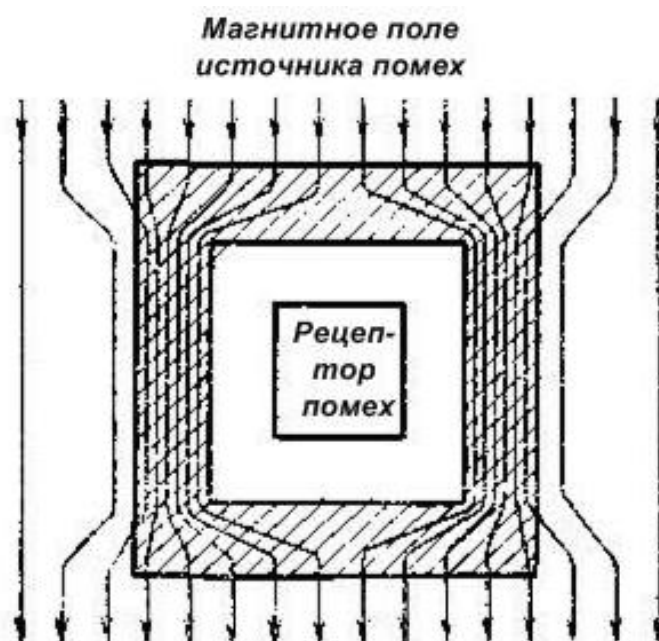


Рисунок 3.11 – Схема действия низкочастотного экрана [15, 16]

На указанных частотах экран получается громоздким и дорогим. Получить сколько-нибудь удовлетворительную эффективность удастся только при применении специальных материалов с высоким значением μ . Для повышения эффективности делают двух- и трехслойные экраны. При равной массе эффективнее не толстый экран, а несколько тонких экранов с возможно большими расстояниями (зазорами) между ними. В конструкции экрана нужно избегать стыков и швов с большим магнитным сопротивлением. Крепление экранируемого элемента в экране и внешние крепления экрана должны быть выполнены из немагнитных материалов, чтобы не создавать малых магнитных сопротивлений в нежелательных направлениях [15-17]. Параметры экранов из основных магнитных материалов приведены в таблице 3.3. Для быстродействующих печатных узлов магнитное экранирование не применяется из-за сильного влияния магнитных материалов на параметры линий передачи в платах. Магнитное экранирование ведется на уровне блоков, стоек, помещений [22, 25].

Таблица 3.3 – Параметры экранов из основных магнитных материалов

Материал	Проводимость относительно меди, σ_r	Относительная магнитная проницаемость, μ_r	Полное сопротивление на частоте 1000 Гц, кОм
Сталь	0.10	180	0.494
Технически чистое железо	0.17	250...400	0.446...0.564
Электротехническая сталь	0.23	200...600	0.343...0.594
Низконикелевый пермаллой	0.21	1500...4000	0.984...1.606
Высоконикелевый пермаллой	0.21	7000...100000	2.125...8.03
Гиперник	0.21	4500	1.704
Мю-металл	0.20	20000	3.68
Суперпермаллой	0.20	100000	8.229

Пример 3.1.

Определить эффективность экранирования на частотах 0...1 кГц экраном кубической формы, толщиной $\delta_{\text{ЭКР}} = 0.8$ мм, с длиной ребра $D = 100$ мм; материалы: а) сталь ($\mu = 100$); б) пермаллой ($\mu = 5000$).

Решение.

После подстановки в (3.18) $\mu = 100$ для стального экрана получим:

$$A = 20 \lg \left(1 + \frac{\mu \delta_{\text{ЭКР}}}{D} \right) = 20 \lg \left(1 + \frac{100 \cdot 0.8}{100} \right) = 20 \lg 1.8 = 5.1 \text{ дБ};$$

$$B = \ln 1.8 = 0.59 \text{ Нп.}$$

То есть стальной экран уменьшил напряжённость магнитного поля всего в 1.8 раза.

После подстановки в (3.18) $\mu = 5000$ для экрана из пермаллоя получим:

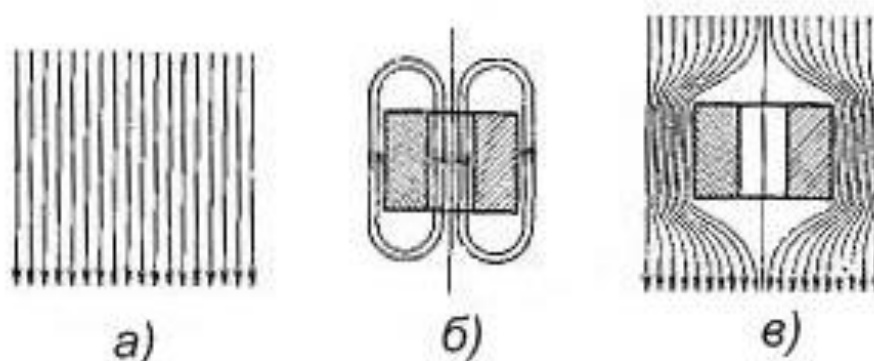
$$A = 20 \lg \left(1 + \frac{\mu \delta_{\text{ЭКР}}}{D} \right) = 20 \lg \left(1 + \frac{5000 \cdot 0.8}{100} \right) = 20 \lg 41 = 32.25 \text{ дБ.}$$

Экран из пермаллоя уменьшил напряжённость магнитного поля в 41 раз.

Данные этого расчета хорошо согласуются с результатами эксперимента [15, 16].

3.3.4 Экранирование высокочастотного магнитного поля

В конструкции электромагнитных экранов применяют немагнитные и ферромагнитные металлы. Вихревые токи, наведенные полем источника помехи в теле экрана, вытесняют внешнее поле из пространства, занятого экраном (рисунок 3.12). Токи в экранирующем цилиндре распределяются неравномерно по его сечению, что обусловлено поверхностным эффектом (скин-эффектом). Сущность последнего заключается в том, что переменное магнитное поле ослабляется по мере проникновения в глубь металла, так как внутренние слои экранируются вихревыми токами, циркулирующими в поверхностных слоях. Для экранирования переменного магнитного поля эффективность магнитоэлектрического экрана (ферромагнитного экрана) с повышением частоты уменьшается, так как плохая электропроводность магнитных материалов (особенно на переменном токе) не позволяет в достаточной степени компенсировать помехонесущее магнитное поле встречным полем от индуктивных вихревых токов. Кроме того, уменьшение глубины проникновения поля на повышенных частотах снижает требования к толщине экрана. Поэтому на частотах, выше звуковых (выше 20...50 кГц) применяются экраны из хороших проводников (*Cu*, *Al*) толщиной от 1...2 мм [15-17].



поле источника помехи (а); поле цилиндра (б); суммарное поле (в)
Рисунок 3.12 – Схема действия высокочастотного экрана [15, 16]

Из-за поверхностного эффекта плотность тока и напряженность магнитного поля падает по экспоненциальному закону по мере углубления в металл.

Плотность тока на глубине x , делённая на плотность тока на поверхности равна $e^{-\frac{x}{\delta}}$, где

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} \quad (3.19)$$

эквивалентная глубина проникновения; $\mu_{\text{АБС}}$ – абсолютная магнитная проницаемость

$$\mu_{\text{АБС}} = \mu \mu_0; \quad (3.20)$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м} = 1.256 \cdot 10^{-8} \text{ Гн/см}$ – абсолютная магнитная проницаемость вакуума.

На глубине $x = \delta$ плотность тока и напряженность магнитного поля падают в $e = 2.72$ раза, то есть до величины $1/2.72 = 0.37$ от плотности и напряженности на поверхности. Электрофизические параметры некоторых металлов, необходимые для расчёта эквивалентной глубины проникновения по формуле (3.19) приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Электрофизические параметры некоторых металлов

	Медь	Латунь	Алюминий	Сталь	Пермаллой
Удельная проводимость σ , См/см	$57 \cdot 10^4$	$16.6 \cdot 10^4$	$33 \cdot 10^4$	$10 \cdot 10^4$	$1.54 \cdot 10^4$
Относительная магнитная проницаемость μ	1	1	1	50...100	12000

Если эквивалентная глубина проникновения δ невелика, то при изготовлении экранов используют токопроводящие краски и металлизацию поверхностей. Основа красок – пленкообразующий диэлектрик, пластификатор, отвердитель и проводящие компоненты: графит, сажа, коллоидное серебро, порошки меди и алюминия. Наилучшими по временной стабильности проводящими компонентами краски являются ацетиленовая сажа и графит. Для металлизации больших поверхностей наиболее удобен метод пульверизации расплавленного металла на подложку струей сжатого воздуха. Можно наносить слой на любые диэлектрики. Обычно напыляют цинк или алюминий. К покрытию можно припаивать контакты. Для электрической герметизации швов взамен пайки или резьбы, для заполнения щелей, малых отверстий, для крепления экранов к несущим металлическим конструкциям применяют электропроводящие клеи, которые представляют собой эпоксидные смолы с заполнением металлическими порошками. Для экранирования от СВЧ-поля используют специальные ткани с металлической нитью, работающие как отражающие электромагнитные экраны. Например, ткань РТ изготовлена из капроновой нити, скрученной и сплюсненной, с посеребренной медной проволокой толщиной 0.03...0.05 мм (30...50 мкм), а в ткани 4381 нитка свита с эмалированным проводом ПЭЛ-0.06 [17].

Экранирующее действие вихревых токов определяется двумя факторами: обратным полем, создаваемым токами, протекающими в экране, и поверхностным эффектом в материале экрана. На высоких частотах, при относительно большой толщине материала экрана $\delta_{\text{ЭКР}} > \delta$ действуют оба фактора и эффективность экранирования в размах \mathcal{E}' можно определить по приближенному уравнению:

$$\mathcal{E}' = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2.8m\mu\delta} \right) \text{ раз}; \quad A = 20 \cdot \lg \mathcal{E}', \text{ дБ.} \quad (3.21)$$

Здесь $\delta_{\text{ЭКР}}$ – толщина стенок экрана, см; D – ширина прямоугольного экрана или диаметр цилиндрического или сферического экрана, см; m – коэффициент формы экрана (для прямоугольного $m = 1$, для цилиндрического $m = 2$ и для сферического $m = 3$).

На низких частотах, когда $\delta_{\text{ЭКР}} < \delta$, поверхностный эффект незначителен, действует почти только первый фактор и эффективность экранирования рассчитывают по уравнению:

$$\mathcal{E}' = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega\mu_{\text{АБС}}\sigma D\delta_{\text{ЭКР}}}{2m} \right)^2} \text{ раз}; \quad A = 20 \cdot \lg \mathcal{E}', \text{ дБ.} \quad (3.22)$$

В уравнении (3.22) $\omega = 2\pi\nu$ – угловая частота, рад/с; ν – частота, Гц; σ – проводимость, См/см.

Пример 3.2. Определить эффективность экранирования медного цилиндрического экрана ($\delta_{\text{ЭКР}} = 0.08$ см, $D = 8$ см) на частоте $\nu = 0.1$ МГц.

Решение.

По таблице 3.4 находим для меди: удельная проводимость $\sigma = 57 \cdot 10^4$ См/см; относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$.

Вычислим по формуле (3.20) абсолютную магнитную проницаемость меди:

$$\mu_{\text{АБС}} = \mu \cdot \mu_0 = 1 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} = 1.256 \cdot 10^{-8} \text{ Гн/см.}$$

Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_{\text{АБС}}\sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi\nu\mu_{\text{АБС}}\sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^6 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 57 \cdot 10^4}} = 0.0211 \text{ см.}$$

Так как $\delta_{\text{ЭКР}}/\delta = 0.08/0.0211 = 3.79$ ($\delta_{\text{ЭКР}} > \delta$), то эффективность экранирования в разгах \mathcal{E}' можно определить по приближенному уравнению (3.21):

$$\mathcal{E}' = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2.8m\mu\delta} \right) = e^{3.79} \left(\frac{1}{2} + \frac{8}{2.8 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0.021} \right) = 3033.$$

Эффективность экранирования в дБ равна $A = 20 \cdot \lg \mathcal{E}' = 69.6$ дБ.

Эффективность экранирования в Неперах $B = \ln \mathcal{E}' = 8$ Нп.

Пример 3.3. Определить, как изменится значение \mathcal{E} , если экран из предыдущего примера выполнить из стали с $\mu = 100$.

Решение.

По таблице 3.4 находим для стали: удельная проводимость $\sigma = 10 \cdot 10^4$ См/см; относительная магнитная проницаемость $\mu = 100$.

Вычислим по формуле (3.20) абсолютную магнитную проницаемость меди:

$$\mu_{\text{АБС}} = \mu \cdot \mu_0 = 100 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} = 1.256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/см.}$$

Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \nu \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^6 \cdot 1.256 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^4}} = 0.00504 \text{ см.}$$

Так как $\delta_{\text{ЭКР}}/\delta = 0.08/0.00504 = 15.9$ ($\delta_{\text{ЭКР}} > \delta$), то эффективность экранирования в размах \mathcal{E}' можно определить по приближенному уравнению (3.21):

$$\mathcal{E}' = e^{\frac{\delta_{\text{ЭКР}}}{\delta}} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2.8m\mu\delta} \right) = e^{15.9} \left(\frac{1}{2} + \frac{8}{2.8 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 0.00504} \right) = 2.681 \cdot 10^7,$$

Эффективность экранирования в дБ равна $A = 20 \lg \mathcal{E}' = 148$ дБ.

Эффективность экранирования в Нп равна $B = \ln \mathcal{E}' = 17.1$ Нп.

Пример 3.4. Определить экранирующее действие вихревых токов на частотах 0.1 и 1 кГц, возникающих в цилиндрическом медном экране: $\delta_{\text{ЭКР}} = 0.08$ см, $D = 8$ см.

Решение.

По таблице 3.4 находим для меди: удельная проводимость $\sigma = 57 \cdot 10^4$ См·см; относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$.

Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения на частоте 0.1 кГц

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \nu \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^3 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 57 \cdot 10^4}} = 0.67 \text{ см}$$

и на частоте 1 кГц: $\delta = 0.211$ см.

Для обеих частот $\delta_{\text{ЭКР}} < \delta$ и нужно пользоваться формулой (3.22). После подстановки получим для частоты 0.1 кГц:

$$\mathcal{E}' = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma D \delta_{\text{ЭКР}}}{2m} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 57 \cdot 10^4 \cdot 8 \cdot 0.08}{2 \cdot 2} \right)^2} = 1.2;$$

$$A = 1.58 \text{ дБ}; B = 0.18 \text{ Нп.}$$

Для частоты 1 кГц:

$$\mathcal{E}' = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma D \delta_{\text{ЭКР}}}{2m} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 57 \cdot 10^4 \cdot 8 \cdot 0.08}{2 \cdot 2} \right)^2} = 7.3;$$

$$A = 17.3 \text{ дБ}; B = 2.0 \text{ Нп.}$$

Пример 3.5. Найти, как изменится значение эффективности экранирования при замене медного экрана в предыдущем примере стальным с $\mu = 100$.

Решение.

По таблице 3.4 для стали находим: удельная проводимость $\sigma = 10 \cdot 10^4$ См·см.

Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения на частоте 0.1 кГц

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \nu \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 10 \cdot 10^4}} = 0.159 \text{ см}$$

и на частоте 1 кГц: $\delta = 0.05 \text{ см}$.

На частоте 0.1 кГц $\delta = 0.159 \text{ см} > \delta_{\text{ЭКР}} = 0.08 \text{ см}$. Поэтому для расчёта эффективности экранирования используем формулу (3.22):

$$\mathcal{E} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma D \delta_{\text{ЭКР}}}{2m} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 10 \cdot 10^4 \cdot 8 \cdot 0.08}{2 \cdot 2} \right)^2} = 1.008;$$

$$A = 0.069 \text{ дБ}; B = 7.968 \cdot 10^{-3} \text{ Нп}.$$

На частоте 1 кГц $\delta_{\text{ЭКР}} = 0.08 \text{ см} > \delta = 0.05 \text{ см}$. Поэтому для расчёта эффективности экранирования в разгах используем формулу (3.21):

$$\mathcal{E}' = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2.8m\mu\delta} \right) = e^{0.08/0.05} \left(\frac{1}{2} + \frac{8}{2.8 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 0.05} \right) = 3.892.$$

Эффективность экранирования в дБ равна $A = 20 \cdot \lg \mathcal{E}' = 11.8 \text{ дБ}$.

Эффективность экранирования в Нп равна $B = \ln \mathcal{E}' = 1.359 \text{ Нп}$.

Последние два примера подтверждают, что на частотах 0.1...1 кГц экранирование вихревыми токами действует слабо, и магнитное поле можно ослабить только шунтированием его толстым ферромагнитным материалом с большим μ .

С повышением частоты увеличивается вытеснение магнитного поля из толщи ферромагнитного материала вследствие поверхностного эффекта, уменьшается действующая толщина экрана и эффективность экранирования шунтированием поля падает, а вытеснением поля растёт. В диапазоне звуковых частот 0.1...1.0 кГц экранирование магнитного поля является труднейшей задачей и к нему прибегают крайне редко. Предпочитают пользоваться средствами подавления индуктивных ПС, отказываются от использования трансформаторов, что довольно просто достигается в аппаратуре на транзисторах и ИС. Только в редких случаях применяют многослойные экраны из различных материалов (см. раздел 3.3.5). На частотах выше 10 кГц всегда можно по таблице 3.3 подобрать материал и его толщину так, чтобы выполнялось неравенство $\delta_{\text{ЭКР}} > \delta$. В этом случае экранирующее действие обусловлено в основном поверхностным эффектом и $\mathcal{E}'_{\text{min}} = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta}$, откуда:

$$B_{\text{min}} = \delta_{\text{ЭКР}} / \delta \text{ [Нп]}. \quad (3.23)$$

Пример 3.6. Какой толщины должен быть алюминиевый экран, чтобы получить эффективность экранирования $A > 100 \text{ дБ}$ на частоте 1 МГц?

Решение.

Согласно формуле (3.16):

$$B_{\text{min}} = 0.115 \cdot 100 = 11.5 \text{ Нп}.$$

По таблице 3.4 находим для алюминия: удельная проводимость $\sigma = 33 \cdot 10^4$ См·см. Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения на частоте 1 МГц

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \nu \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 33 \cdot 10^4}} = 0.00876 \text{ см};$$

$$\delta_{\text{ЭКР}} = B_{\text{min}} \cdot \delta = 11.5 \cdot 0.00876 = 0.101 \text{ см.}$$

На частотах свыше 1 МГц экран из любого металла толщиной 0.5...1.5 мм действует весьма эффективно. Для частот выше 10 МГц хорошим экраном является медная пленка толщиной около 0.1 мм. Поэтому на этих частотах в конструкции экранов допустимо применение фольгированных изоляционных материалов, а также электропроводящих красок и пленок. На ВЧ эффективность стального экрана больше, чем немагнитного. Однако экраны из стали могут вносить значительные потери в экранируемые цепи вследствие большого значения μ и явления гистерезиса. Поэтому их применяют только в случаях, когда с вносимыми потерями можно не считаться.

3.3.5 Экранирование помехонесущего электромагнитного поля

Физические свойства помехонесущего электромагнитного поля различны в дальней и ближней зонах. В дальней (волновой) зоне при расстоянии $r \gg \frac{\lambda_0}{2\pi}$ структура поля элементарных электрического и магнитного излучателей совпадает со структурой поля однородной плоской электромагнитной волны, у которой в любой точке пространства векторы напряженности \mathbf{E} и \mathbf{H} синфазные, перпендикулярные друг к другу и к направлению излучения, а характеристическое сопротивление среды (воздуха) электромагнитной волне $Z_{C0} = 377$ Ом. При прочих равных условиях интенсивность электромагнитного поля в дальней зоне увеличивается пропорционально с частотой и уменьшается обратно пропорционально с расстоянием.

В ближней зоне на расстоянии $r \ll \frac{\lambda_0}{2\pi}$ отсутствует излучение, так как электромагнитное поле носит квазистационарный характер и по его структуре можно сделать следующие выводы [13]:

- 1) структура поля элементарного электрического и элементарного магнитного излучателей отличается взаимным изменением положения векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} ;
- 2) поля ближней зоны элементарного электрического и магнитного излучателей существенно неравномерны, а их интенсивность быстро убывает с расстоянием (обратно пропорционально кубу и квадрату расстояния, соответственно);

3) составляющие напряженности электрического и магнитного полей в ближней зоне сдвинуты по фазе на 90° . Поэтому вектор Пойнтинга оказывается чисто мнимой величиной со средним значением равным нулю, и, следовательно, рассматриваемые поля являются реактивными. В результате перенос помех в ближней зоне происходит за счет явления электрической и магнитной индукции;

4) вблизи элементарного электрического излучателя создается электромагнитное поле, основная энергия которого сосредоточена в электрической составляющей (электрическое поле);

5) характеристическое сопротивление среды полю элементарного электрического излучателя в ближней зоне равно:

$$Z_E = \frac{E_\theta}{H_\varphi} = \frac{1}{\omega \epsilon_a r}; \quad (3.24)$$

6) вблизи элементарного магнитного излучателя создается электромагнитное поле, основная энергия которого сосредоточена в магнитной составляющей (магнитное поле);

7) характеристическое сопротивление среды полю элементарного магнитного излучателя в ближней зоне равно:

$$Z_H = \frac{E_\varphi}{H_\theta} = -j\omega \mu_a r; \quad (3.25)$$

8) характеристическое сопротивление среды полю электрического излучателя Z_E с увеличением расстояния от него уменьшается, а характеристическое сопротивление среды полю магнитного излучателя Z_H увеличивается, и оба стремятся к значению $Z_{C0} = 377$ Ом, достигая его в дальней зоне при $r \gg \frac{\lambda_0}{2\pi}$. График зависимости волнового сопротивления поля индукции от расстояния до источника помех показан на рисунке 3.13.

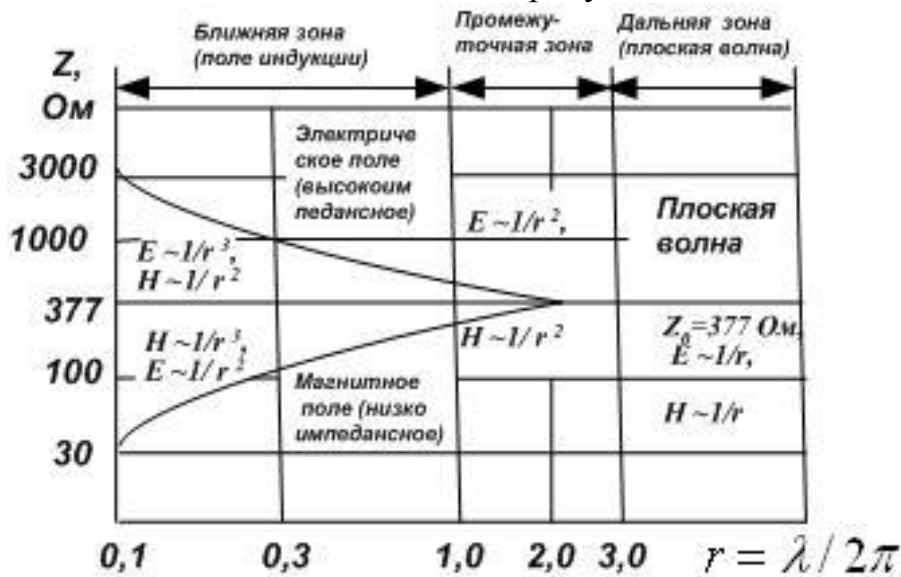


Рисунок 3.13 – График зависимости волнового сопротивления поля индукции от расстояния до источника помех [1, 13]

Пока экран работает в ближней зоне как магнитоэлектростатический, эффективность магнитных материалов значительно выше немагнитных. В дальней зоне при электромагнитном режиме в полосе частот, где эффективность экранирования за счет отражения больше эффективности поглощения, немагнитные материалы, обладающие большой проводимостью по сравнению с магнитными, обеспечивают более высокую эффективность [22-24].

Согласно теории поля ЭЭ зависит от трех факторов, пояснения которых даны на рисунке 3.14 [1]:

$$A_{\text{Э}} = R + T + B, \text{ дБ.} \quad (3.26)$$

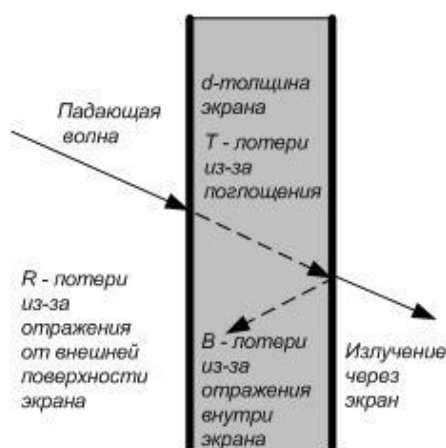


Рисунок 3.14 – К пояснению основных факторов, обуславливающих потери электромагнитной энергии в экране

При этом, если экран сплошной, то его форма не влияет на величину ЭЭ. Потери R из-за отражения зависят от степени рассогласования между полным волновым сопротивлением падающей волны и поверхностным сопротивлением экрана. Эти потери велики, если падающая волна является высокоимпедансной электрической составляющей поля индукции и величина поверхностного сопротивления экрана мала (медный экран). Наоборот, потери R невелики, если падающая волна является магнитной составляющей поля индукции и поверхностное сопротивление экрана велико (стальной экран). При экранировании от поля индукции потери R зависят от расстояния между источником поля и экраном, поскольку волновое сопротивление поля изменяется с расстоянием (рисунок 3.13). Для плоской волны поверхностное сопротивление медного экрана значительно меньше 377 Ом и в этом случае имеется рассогласование на всех частотах. Только магнитное поле H при определенных условиях может оказаться согласованным с поверхностным сопротивлением экрана. Например, если используется стальной экран и расстояние от источника примерно 25 мм, то на частоте 30 кГц потери $R = 0$ (нет отражения). С увеличением частоты потери R растут до тех пор, пока расстояние до источника меньше $\frac{\lambda}{2\pi}$.

Потери поглощения T в толще экрана пропорциональны произведению $d\sqrt{f\mu G}$, где d – толщина экрана, мм; f – частота, МГц; μ – магнитная проницаемость материала; G – его проводимость относительно меди. При такой зависимости потери на поглощение T существенно зависят от частоты, причем на высоких частотах потери определяются и скин-эффектом, когда глубина проникновения токов оказывается незначительной. Вследствие этого на высоких частотах в медном или посеребренном экране потери на поглощение T больше, нежели в стальном. Однако, на низких частотах потери T уменьшаются. Например, тонкий медный лист толщиной 0.25 мм на частоте 1 МГц вносит потери $A = 30$ дБ, а на частотах менее 1 кГц вообще не вносит потерь. Поэтому единственная возможность для создания потерь на очень низких частотах это увеличение проницаемости μ , т.е. применение экранов из железоникелевых (например, пермаллой, гиперник) и железо-кобальтовых (например, пермендюр) сплавов. На частоте 150 кГц сталь имеет $\mu = 1000$, а пермаллой – 80000. Все это указывает на трудности, возникающие при реализации высоких значений ЭЭ на низких частотах, особенно на частотах менее 10 кГц [1].

Потери внутреннего отражения B в толще экрана зависят от соотношений между полным волновым сопротивлением падающей волны и внутренним сопротивлением экрана, а также от произведения $d\sqrt{f\mu G}$. Однако эти потери относительно невелики, и если потери $T > 10$ дБ, то потери внутреннего отражения B можно не учитывать.

Чтобы повысить ЭЭ на низких частотах, можно использовать многослойный экран при условии, что экраны изолируются друг от друга и все заземляются в одной точке. При этом вихревые токи, возникающие в каждом экране, создают противоположные по направлению магнитные потоки, что улучшает магнитную экранировку. Для защиты от магнитной составляющей большой интенсивности на низких частотах целесообразно наружный экран (насыщающийся в поле с высокой напряженностью) выполнять из стали, а внутренний из пермаллоя [1, 13]. Медный слой экранов обеспечивает большое отражение, а стальной слой – большое поглощение энергии на высоких частотах и экранирование магнитостатических полей. На высоких частотах лучше перейти к хорошо отражающим слоям с малым поглощением (металлы Cu , Al , Ag и др.). Стальным можно оставлять только последний слой экранов, через который проходит наименьшая мощность. Следует учесть, что большое поглощение энергии поля в стальном слое экранов вносит большие потери в объект экранирования (снижает добротность катушек и контуров, вносит затухание во внутренние линии передачи энергии и т.д.) [17]. Электрофизические параметры некоторых металлов и свойства экранов из этих металлов в помехонесущем электромагнитном поле, вычисленные относительно меди и медного экрана приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Электрофизические параметры некоторых металлов и свойства экранов из этих металлов в помехонесущем электромагнитном поле, вычисленные относительно меди и медного экрана [22- 24]

Металл	Относительная проводимость σ_r	Относительная магнитная проницаемость μ_r при $f \leq 10 \text{ кГц}$	$\sqrt{\sigma_r \mu_r}$ поглощение	$\sqrt{\sigma_r / \mu_r}$ отражение	Относительные потери на отражение R , дБ
Серебро	1.064	1	1.03	1.03	+0.3
Медь (литая)	1.00	1	1	1	0
Медь (напыление)	0.10	1	0.32	0.32	-10.0
Золото	0.70	1	0.88	0.88	-1.1
Хром	0.664	1	0.81	0.81	-1.8
Алюминий (мягкий)	0.63	1	0.78	0.78	-2.1
Алюминий (закаленный)	0.40	1	0.63	0.63	-4.0
Алюминий (фольга 0.15мм)	0.53	1	0.73	0.73	-2.8
Алюминий (напыление)	0.036	1	0.19	0.19	-14.4
Латунь (91%Cu, 9%Zn)	0.47	1	0.69	0.69	-3.3
Латунь (66%Cu, 34%Zn)	0.35	1	0.52	0.52	-5.7
Магний	0.38	1	0.61	0.61	-4.3
Цинк	0.305	1	0.57	0.57	-4.9
Вольфрам	0.314	1	0.56	0.56	-5.0
Кадмий	0.232	1	0.48	0.48	-6.3
Олово	0.151	1	0.39	0.39	-8.2
Свинец	0.079	1	0.28	0.28	-11.0
Монель (67%Ni, 30%Cu, 2%Fe, 1%Mn)	0.041	1	0.20	0.20	-13.9

Окончание таблицы 3.5

Металл	Относительная проводимость σ_r	Относительная магнитная проницаемость μ_r при $f \leq 10 \text{ кГц}$	$\sqrt{\sigma_r \mu_r}$ поглощение	$\sqrt{\sigma_r / \mu_r}$ отражение	Относительные потери на отражение R , дБ
Нихром (65%Ni, 12%Cr, 23%Fe)	0.0012	1	0.035	0.035	-29.2
Сталь	0.10	180	4.24	0.023	-32.7
Сталь холоднокатаная	0.17	180	5.53	0.03	-30.5
Сталь горячекатаная	0.0384	1500	7.59	0.005	-46.0
Никель	0.23	100	4.8	0.048	-26.4
Супермаллой	0.023	100000	53.7	0.0005	-65.4
Пермаллой 78	0.108	8000	29.4	0.0037	-48.7
Очищенное железо	0.17	5000	29.2	0.0058	-44.7
Conetic AA	0.031	20000	28.7	0.0011	-58.8
Пермаллой 4-79	0.0314	20000	25.1	0.0013	-58.0
Мю-металл	0.0289	20000	24.0	0.0012	-58.4
Пермендюр (50%Cu, 1...2%V, Fe)	0.247	800	14.1	0.018	-35.1
Гиперник	0.0345	4500	12.5	0.0028	-51.1

В зависимости от напряженности поля помех требуемая ЭЭ находится в пределах 50...100 дБ. Важным является выбор экранирующего материала: на частотах ниже 30 МГц применяют только магнитные материалы, на частотах ниже 10 кГц – материалы с высоким или очень высоким μ ; на частотах выше 30 МГц значительная ЭЭ обеспечивается посредством экранов из меди или алюминия, в том числе и при защите от магнитной составляющей.

Все изложенное выше справедливо для сплошных листовых металлических экранов. К недостаткам таких экранов можно отнести:

- относительно высокую стоимость (бронза, серебро и т.д.);
- значительный вес и габариты;

- сложность пространственного решения конструкции;
- низкую эффективность экранирования элементов, выполненных из листового материала, реализуемую лишь на 10...20% из-за несовершенства конструкции и наличие щелей в местах стыков листов [22-24].

В ряде случаев экраны делают перфорированными для снижения их массы. Прямоугольная щель в экране ощутимо снижает ЭЭ, если длина щели превышает 0.01λ , и значительно снижает, если длина щели $\lambda/2$. Если же диаметр отверстия меньше толщины экрана, то отверстие превращается в отрезок волновода с некоторой частотой среза, ниже которой волновод ослабляет поле, что не снижает ЭЭ. На этом принципе конструируется экран с ячейками отверстий, необходимых, например, для вентиляции без снижения ЭЭ. Для повышения ЭЭ экранов с отверстиями рекомендуется:

- располагать отверстия в зонах со слабыми электромагнитными полями;
- уменьшать диаметр отверстий и увеличивать их число;
- выполнять отверстия щелевыми, располагая их длинные стороны перпендикулярно силовым линиям магнитного поля [13, 17].

Для уменьшения массы экрана, упрощения технологии его изготовления и обеспечения вентиляции сквозь экран применяются также металлические сетки. Экранирующие свойства металлических сеток проявляются главным образом в результате отражения электромагнитных волн от их поверхности.

Преимущества экранирующих сеток: малая масса экрана, простота изготовления и сборки, пропуск воздуха для вентиляции и света для наблюдения, а также достаточная ЭЭ. Недостатки этих сеток: малая механическая прочность, потери эффективности при старении, отсутствие экранирования от статических полей. Сетку обычно выполняют из железных проволок, покрытых медью толщиной $(2...3)\cdot\delta$, где δ – эквивалентная глубина проникновения.

Различают густые и редкие сетки. К первым относятся сетки, для которых: $S/r < 8$. Ко вторым относятся сетки, для которых $S/r > 8$ (S – шаг сетки; r – радиус провода) [22-24]. Экранное затухание сетчатого экрана [17]:

$$A = 20 \cdot \lg \frac{\lambda}{2S \left| \ln \frac{\pi d}{S} \right|} \text{ дБ} . \quad (3.27)$$

Пример 3.7. Рассчитать экранное затухание сетчатого экрана для частот $f = 100$ кГц, 1 МГц и 10 МГц, если шаг сетки $S = 3$ мм = $3 \cdot 10^{-3}$ м, а диаметр провода $d = 0.3$ мм = $3 \cdot 10^{-4}$ м.

Решение. Для частот $f = 100$ кГц, 1 МГц и 10 МГц определим длины волн по формуле $\lambda = 3 \cdot 10^8 / f$, а затем рассчитаем экранное затухание сетчатого экрана по формуле (3.27). Результаты расчёта:

- для частоты $f = 100$ кГц: $\lambda = 3000$ м; $A = 113$ дБ;
- для частоты $f = 1$ МГц: $\lambda = 300$ м; $A = 93$ дБ;

для частоты $f = 10$ МГц; $\lambda = 30$ м; $A = 73$ дБ.

Непрерывность экрана нарушается в стыках его крышек и корпуса, в местах соединения частей разъема с экраном кабеля. Не имеет непрерывности и оплетка кабеля. Снижение ЭЭ в большей степени зависит от максимального линейного размера щели, чем от площади отверстия. Задача ослабления влияния излучаемых НЭМП должна решаться комплексно в сочетании с эффективной фильтрацией помех в проводах, связанных с экранируемым устройством (блоком, прибором), экранированием этих проводов и обоснованным выбором системы заземления. В связи с этим правильнее рассматривать экранно-фильтровой способ защиты от излучаемых НЭМП. Экранирование электромагнитного поля излучения может представлять интерес на частотах выше 10 МГц, на которых $\delta_{\text{ЭКР}} > 2\delta$, то есть при толщине любых применяемых материалов $\delta_{\text{ЭКР}} > 0.1$ мм. В этом случае можно пренебречь потерями на отражение внутри экрана и определять эффективность экрана по формуле [14-16]:

$$\mathcal{E}' = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta} \frac{Z_{C0}}{4Z_{C.\text{МЕТ}}}, \quad (3.28)$$

при этом ошибка не превосходит 2%.

В (3.28) $Z_{C0} = 377$ Ом – характеристическое сопротивление вакуума (и воздуха);

$$Z_{C.\text{МЕТ}} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_{\text{АБС}}}{\sigma}} \quad (3.29)$$

модуль характеристического сопротивления металла, который в сотни и тысячи раз меньше характеристического сопротивления воздуха.

Промышленностью выпускается фольга толщиной 10...100 мкм из меди, латуни, алюминия и цинка. Фольга приклеивается к диэлектрическим деталям. Фольговые материалы хорошо экранируют от электрического и электромагнитного поля. Магнитное экранирование фольга не обеспечивает. При ЭМ-экранировании следует избегать резонансных явлений за счет переотражения от поверхностей фольги (стоячие волны по толщине). Обычно у фольги резонансные явления возникает при толщине её, равной половине длины волны в металле, так как в этом случае на первой поверхности волна, пришедшая снаружи, и волна, пришедшая изнутри (отраженная от второй поверхности), оказываются синфазными [17].

Пример 3.8. Определить эффективность экрана из алюминиевой фольги толщиной $\delta_{\text{ЭКР}} = 0.01$ см на частоте $\nu = 10$ МГц.

Решение. По таблице 3.4 находим для алюминия: удельная проводимость $\sigma = 33 \cdot 10^4$ См·см. Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения на частоте 10 МГц

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi\nu \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8} \cdot 33 \cdot 10^4}} = 0.00277 \text{ см.}$$

$$Z_{\text{С.МЕТ}} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_{\text{АБС}}}{\sigma}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 1.256 \cdot 10^{-8}}{33 \cdot 10^4}} = 1.55 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$\mathcal{E}' = e^{\frac{\delta_{\text{ЭКР}}}{\delta}} \frac{Z_{\text{С0}}}{4Z_{\text{С.МЕТ}}} = e^{0.01/0.00277} \frac{377}{4 \cdot 1.55 \cdot 10^{-3}} = 2.25 \cdot 10^6 \text{ Ом};$$

$$B = 14.6 \text{ Нп}; \quad A = 127 \text{ дБ.}$$

Приведенное значение \mathcal{E}' очень велико. На более высоких частотах эффективность будет больше. Очевидно, что реальное значение \mathcal{E}' определяется проникновением электромагнитной волны не через толщу экрана, а через щели в экране и по проводам.

Приведём пример расчета сплошного экрана, для случая, когда экран находится в ближней зоне источника помехи. Учтём затухания для компонент \mathbf{E} и \mathbf{H} за счет отражения от экрана, за счет отражения внутри экрана и за счет поглощения энергии в толще экрана.

Пример 3.9. Определить эффективность экрана из латуни (удельное сопротивление $\rho = 0.72 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$; $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$) на частоте $f = 1 \text{ МГц}$ (длина волны $\lambda = 300 \text{ м}$) для случая, когда экран находится в ближней зоне источника помехи ИП на расстоянии $r = 0.1 \text{ м}$. Толщина экрана $\delta_{\text{ЭКР}} = 0.3 \text{ мм} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ м}$. Среда по обе стороны экрана – воздух, имеющий волновое сопротивление $Z_{\text{С0}} = 377 \text{ Ом}$.

Решение.

1. Вычислим волновой коэффициент:

$$\alpha = 2\pi r/\lambda = 2.1 \cdot 10^{-3} \ll 1.$$

2. Вычислим волновое сопротивление материала экрана:

$$Z_2 = \sqrt{2\pi f \mu_0 \rho} = 7.54 \cdot 10^{-7} \sqrt{f} = 7.54 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}.$$

3. Вычислим волновое сопротивление воздуха для электрической компоненты поля:

$$Z_1^E = \frac{Z_{\text{С0}}}{\alpha} = 1.795 \cdot 10^5 \text{ Ом}.$$

4. Вычислим волновое сопротивление воздуха для магнитной компоненты поля:

$$Z_1^H = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cdot \alpha = 0.79 \text{ Ом}.$$

5. Вычислим экранные затухания для компонент \mathbf{E} и \mathbf{H} за счет отражения:

$$A_{\text{ОТР}}^E = 20 \cdot \lg \frac{Z_1^E + Z_2}{2Z_2} = 161.5 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{ОТР}}^H = 20 \cdot \lg \frac{Z_1^H + Z_2}{2Z_1^H} = 54.4 \text{ дБ}.$$

В ближней зоне Z^E очень велико, и эффективность экрана для электрической компоненты поля велика, а Z^H мало и магнитное поле проникает в экран.

6. Вычислим экранные затухания для компонент E и H за счет переотражения (отражения внутри экрана):

$$A_{\text{ПЕР}}^E = 20 \cdot \lg \frac{Z_2 + Z_{C0}}{2Z_{C0}} = -6 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{ПЕР}}^H = 20 \cdot \lg \frac{Z_2 + Z_{C0}}{2Z_{C0}} = 108 \text{ дБ}.$$

7. Вычислим по формуле (3.19) эквивалентную глубину проникновения на частоте 1 МГц и экранное затухание за счет поглощения энергии в толще экрана:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_{\text{АБС}} \sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi \nu \mu_{\text{АБС}}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0.72 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6}}} = 1.351 \cdot 10^{-4} \text{ м};$$

$$B_{\text{ПОГЛ}}^E = B_{\text{ПОГЛ}}^H = \frac{\delta_{\text{ЭКР}}}{\delta}.$$

Согласно (3.16):

$$A = 8.7B;$$

$$A_{\text{ПОГЛ}}^E = A_{\text{ПОГЛ}}^H = 8.7 \frac{\delta_{\text{ЭКР}}}{\delta} = 8.7 \frac{3 \cdot 10^{-4}}{1.351 \cdot 10^{-4}} = 19.32 \text{ дБ}.$$

8. Найдем общее экранное затухание для компонент E и H суммированием:

$$A_{\text{ОБЩ}}^E = A_{\text{ОТР}}^E + A_{\text{ПОГЛ}}^E + A_{\text{ПЕР}}^E = 161.5 - 6 + 19.32 = 174.82 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{ОБЩ}}^H = A_{\text{ОТР}}^H + A_{\text{ПОГЛ}}^H + A_{\text{ПЕР}}^H = 54.4 + 108 + 19.32 = 181.72 \text{ дБ}.$$

Учтем несовершенство конструкции экрана, т.е. отсутствие его электрической герметичности. Будем считать, что экран используется на 5% теоретической возможности, т.е. его действительная эффективность в 20 раз меньше теоретической. В этом случае нужно вычесть из полученных результатов величину:

$$20 \lg 20 = 26 \text{ дБ}.$$

Окончательно получим:

$$A_{\text{ПОЛЕЗ}}^E = A_{\text{ОБЩ}}^E - 26 = 174.82 - 26 = 148.82 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{ПОЛЕЗ}}^H = A_{\text{ОБЩ}}^H - 26 = 181.72 - 26 = 155.72 \text{ дБ}.$$

Экран обеспечивает хорошее затухание.

Точный теоретический расчет эффективности экранов очень сложен [22-24], и приведённые нами из разных источников задачи решены приближённо

[13-17]. Тем не менее, рассмотренные методики решения используются в инженерных расчётах эффективности экранов. Практические значения параметров ЭЭ сплошных экранов толщиной 0.8 мм приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Эффективность экранирования сплошных экранов [1]

Материал экрана	Частота, кГц	Потери на поглощение для всех видов поля, дБ	Потери на отражение, дБ		
			магнитного поля*	электрического поля	плоской волны
Магнитный $\mu = 1000$ и $G = 0.1$	1...10	30...90	≤ 30	≤ 90	≤ 90
	10...100	≤ 90	10...30	≤ 90	60...90
Немагнитный $\mu = 1$ и $G = 0.1$	1...10	≤ 10	30...60	≤ 90	≤ 90
	10...100	10...30	30...60	≤ 90	≤ 90
*Для расстояния 1 м между источником помех и экраном; G – проводимость материала относительно проводимости меди					

3.3.6 Задачи по расчёту эффективности экранов, предназначенные для самостоятельной работы

Задача 3.1.

Определить эффективность экранирования постоянного и медленно изменяющегося магнитного поля на частотах 0 , f_1 и $2f_1$ экраном кубической формы, толщиной $\delta_{\text{ЭКР}}$, с длиной ребра D , изготовленного из ферромагнитного материала (пермаллоя или стали) с большой относительной магнитной проницаемостью μ . Численные значения f_1 , D , $\delta_{\text{ЭКР}}$ и μ приведены в таблице 3.7 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Задача 3.2.

Определить эффективность экранирования медного экрана заданной формы на частоте f . Для прямоугольного экрана $m = 1$, для цилиндрического экрана $m = 2$ и для сферического экрана $m = 3$. Ширина прямоугольного экрана или диаметр цилиндрического и сферического равны D . Толщина стенок экрана $\delta_{\text{ЭКР}}$. Численные значения f , D , $\delta_{\text{ЭКР}}$ и m приведены в таблице 3.8 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.7 – Таблица вариантов для задачи 3.1

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f_1 , кГц	0.1	0.2	0.15	0.25	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.3
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\delta_{ЭКР}$, мм	0.6	0.8	0.9	0.7	1.1	0.65	0.85	0.95	0.75	1
D , мм	100	75	60	80	95	65	90	70	110	120
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
μ	100	5000	3000	2000	500	3500	7.6	200	4000	100

Таблица 3.8 – Таблица вариантов для задачи 3.2

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f , МГц	0.1	0.2	0.15	0.25	0.35	0.1	0.2	0.15	0.25	0.35
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
D , мм	90	75	60	80	95	65	70	80	80	75
$\delta_{ЭКР}$, мм	0.6	0.8	0.9	0.7	0.75	0.65	0.85	0.95	0.75	0.9
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
t	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1

Задача 3.3.

Определить, как изменится значение \mathcal{E} , если экран из предыдущей задачи выполнить из стали с $\mu = 100$.

Задача 3.4.

Определить экранирующее действие вихревых токов на частотах f_1 и $10f_1$, возникающих в цилиндрическом медном экране. Диаметр цилиндрического экрана D . Толщина стенок экрана $\delta_{\text{ЭКР}}$. Численные значения f_1 , D и $\delta_{\text{ЭКР}}$ приведены в таблице 3.9 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.9 – Таблица вариантов к задаче 3.4

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f_1 , кГц	0.1	0.14	0.15	0.12	0.11	0.1	0.14	0.15	0.12	0.11
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
D , мм	90	75	60	80	95	65	70	80	80	75
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\delta_{\text{ЭКР}}$, мм	0.65	0.85	0.95	0.75	0.9	0.6	0.8	0.9	0.7	0.75

Задача 3.5.

Найти, как изменится значение эффективности экранирования при замене медного экрана из предыдущей задачи стальным с $\mu = 100$.

Задача 3.6.

Какой толщины должен быть экран, изготовленный из материала с удельной проводимостью σ , чтобы получить эффективность экранирования $A > A_{\min}$ на частоте f ? Численные значения f , σ и A_{\min} приведены в таблице 3.10 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Примечание: удельная проводимость $\sigma = 57 \cdot 10^4$ См/см соответствует меди, $\sigma = 16.6 \cdot 10^4$ См/см соответствует латуни, $\sigma = 33 \cdot 10^4$ См/см соответствует алюминию.

Таблица 3.10 – Таблица вариантов к задаче 3.6

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f , МГц	1.2	2.2	1.3	1.4	2.1	3	1.6	2.3	1.35	1.5
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\sigma \cdot 10^4$, См/см	57	16.6	33	57	16.6	33	57	16.6	33	57
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
A_{\min} , дБ	90	75	60	80	95	65	70	80	80	75

Задача 3.7.

Рассчитать экранное затухание сетчатого экрана для частот f_1 , $10f_1$ и $100f_1$, если шаг сетки S , а диаметр провода d . Численные значения f_1 , S и d приведены в таблице 3.11 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.11 – Таблица вариантов к задаче 3.7

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f_1 , кГц	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
S , мм	2.5	2.1	1.9	2.0	2.0	2.5	2.3	2.4	2.6	2.8
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
d , мм	2.8	2.2	2.0	2.3	2.1	2.6	2.4	2.5	2.7	2.9

Задача 3.8.

Определить эффективность экрана из фольги, изготовленного из материала с удельной проводимостью σ , толщиной $\delta_{\text{ЭКР}}$ на частоте f . Численные значения f , σ и $\delta_{\text{ЭКР}}$ приведены в таблице 3.12 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Примечание: удельная проводимость $\sigma = 57 \cdot 10^4$ См/см соответствует меди, $\sigma = 16.6 \cdot 10^4$ См/см соответствует латуни, $\sigma = 33 \cdot 10^4$ См/см соответствует алюминию.

Таблица 3.12 – Таблица вариантов к задаче 3.8

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f , МГц	12	18	13	14	21	11	16	20	17	15
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\sigma \cdot 10^4$, См/см	57	16.6	33	57	16.6	33	57	16.6	33	57
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\delta_{\text{ЭКР}}$, мм	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11

Задача 3.9.

Определить эффективность экрана из латуни (удельное сопротивление $\rho = 0.72 \cdot 10^{-7}$ Ом·м, $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м) на частоте f для случая, когда экран находится в ближней зоне источника помехи ИП на расстоянии r . Толщина экрана $\delta_{\text{ЭКР}}$. Среда по обе стороны экрана – воздух, имеющий волновое сопротивление $Z_{\text{с0}} = 377$ Ом. Численные значения f , r и $\delta_{\text{ЭКР}}$ приведены в таблице 3.13 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.13 – Таблица вариантов к задаче 3.9

Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f , МГц	1.2	2.2	1.3	1.4	2.1	3	1.6	2.3	1.35	1.5
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
r , м	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11	0.13	0.14	0.15	0.12	0.11
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$\delta_{ЭКР}$, мм	0.29	0.4	0.5	0.2	0.25	0.23	0.24	0.26	0.28	0.22

3.3.7 Общие сведения о фильтрах

Устройства фильтрации или электрические фильтры – это устройства для разделения электрических колебаний различной частоты. Из совокупности сигналов произвольных частот, поступающих на вход фильтра, на его выходе остаются сигналы, содержащие частоты, определяемые полосой пропускания, а сигналы и помехи с частотами, лежащими вне этой полосы, проходят на выход с большим затуханием или, как условно принято говорить, не пропускаются (полоса непропускания). Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров описывают частотой среза f_0 , лежащей на границе полос пропускания и непропускания, коэффициентом передачи в полосе пропускания K_0 , наклоном АЧХ в полосе ограничения n и неравномерностью АЧХ α в полосе пропускания (рисунок 3.15).

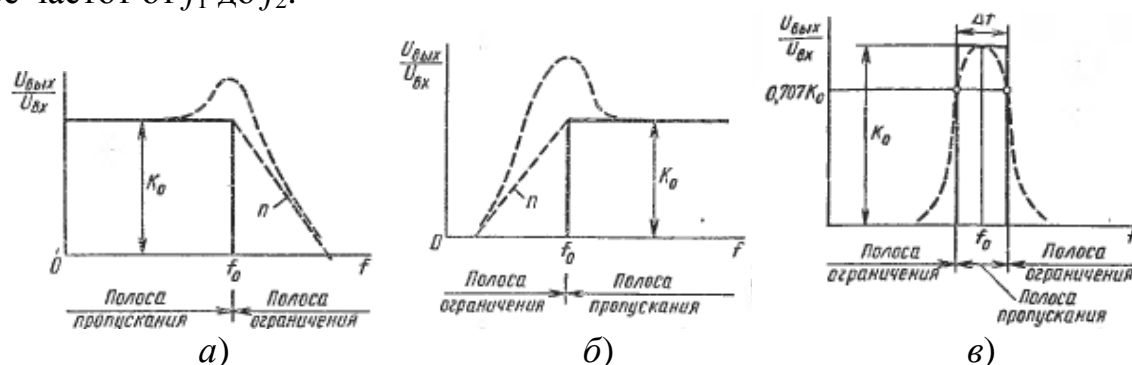
Фильтры используют для выделения необходимой полосы частот в радиоприемных устройствах, в усилителях и в измерительной аппаратуре, для подавления гармоник в радиопередающих устройствах, для подавления помех в радиоприемнике, для корректировки частотных характеристик усилителей и т.д.

В зависимости от частоты пропускания фильтры разделяются на следующие типы:

а) фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие токи от нулевой частоты до частоты среза;

б) фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие токи от частоты среза до бесконечно большой частоты;

- в) полосовые фильтры, пропускающие токи в полосе частот от f_1 до f_2 ;
 г) заграждающие или режекторные фильтры, не пропускающие токи в полосе частот от f_1 до f_2 .



Пунктирные линии показывают отклонение реальных характеристик от идеальных

Рисунок 3.15 – Параметры, описывающие АЧХ фильтра нижних частот (а), фильтра верхних частот (б), полосового фильтра (в)

В зависимости от особенностей реализации фильтры разделяют на аналоговые, дискретные и цифровые. Аналоговые и дискретные фильтры обычно рассматривают как линейные, то есть в них соблюдается пропорциональность между напряжениями на выходе и на входе. Аналоговые фильтры разделяют на фильтры: LC и RC (пассивные и активные, то есть содержащие усилительные элементы); электромеханические, пьезоэлектрические и акустоэлектронные фильтры на поверхностных акустических волнах. Разновидностью полосовых фильтров являются так называемые гребенчатые фильтры, которые представляют набор полосовых фильтров с резонансными частотами, отстоящими друг от друга на равные расстояния.

По элементной базе фильтры делят на:

- пассивные, состоящие из резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности;
- активные, имеющие кроме пассивных элементов еще и активные, например, транзисторы или микросхемы.

По функциональному назначению различают:

- сглаживающие фильтры, используемые в источниках электропитания РЭА и позволяющие уменьшить пульсации напряжения, получаемые на выходе выпрямителя и уменьшить помехи по цепи питания. Основные элементы таких фильтров – дроссели с большой индуктивностью L (либо реже резисторы) и конденсаторы большой емкости C , включаемые, соответственно, последовательно с нагрузкой и параллельно ей;
- разделительные межкаскадные фильтры;
- фильтры для деления частотного диапазона на полосы и изменения коэффициента усиления частот полос;
- разделительные фильтры в акустических системах и др.

Для улучшения характеристик электромагнитной совместимости РЭС наиболее часто используют два вида фильтров, отличающихся формой амплитудной частотной характеристики: фильтр Баттерворта и фильтр Чебышева (рисунок 3.16).

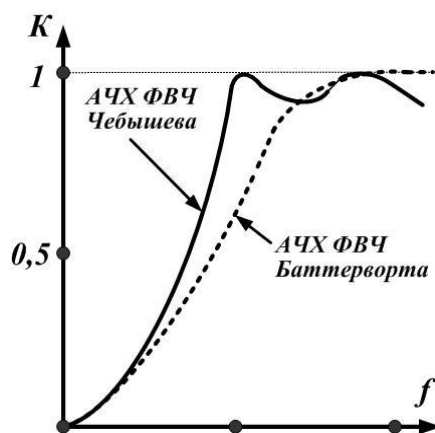


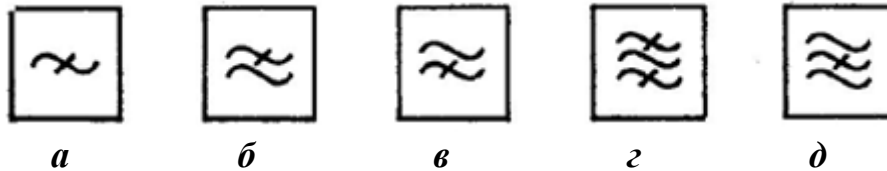
Рисунок 3.16 – Формы амплитудных частотных характеристик фильтров высокой частоты Чебышева и Баттерворта

Фильтры Баттерворта отличаются от других методом проектирования. Они проектируются так, чтобы их АЧХ была максимально гладкой на частотах полосы пропускания и снижалась практически до нуля на частотах полосы подавления. Для аппроксимации идеальной АЧХ фильтра Баттерворта используют известную в математике функцию – полином Баттерворта. Подобные фильтры были впервые описаны британским инженером Стефаном Баттервортом в 1930 году. В случае фильтра первого порядка АЧХ затухает со скоростью -20 дБ на декаду. Для фильтра Баттерворта второго порядка АЧХ затухает со скоростью -40 дБ на декаду, для фильтра третьего порядка -60 дБ на декаду и т.д. АЧХ фильтра Баттерворта – монотонно изменяющаяся функция частоты. Фильтр Баттерворта – единственный из фильтров, сохраняющий форму АЧХ для более высоких порядков (за исключением более крутого спада характеристики на полосе подавления), тогда как многие другие разновидности фильтров (фильтр Бесселя, фильтр Чебышева, эллиптический фильтр) имеют различные формы АЧХ при различных порядках.

Фильтр Чебышева – один из типов линейных аналоговых или цифровых фильтров, отличительной особенностью которого является более крутой спад АЧХ и существенные пульсации АЧХ на частотах полос пропускания (фильтр Чебышева I рода) и подавления (фильтр Чебышева II рода), чем у фильтров других типов. Фильтр получил название в честь русского математика XIX века Пафнутия Львовича Чебышева, так как характеристики этого фильтра основываются на многочленах Чебышева. Фильтры Чебышева обычно используются там, где требуется с помощью фильтра небольшого порядка обеспечить требуемые характеристики АЧХ, в частности, хорошее подавление частот из полосы подавления, и при этом гладкость АЧХ на частотах полос пропускания и подавления не столь важна. Сопоставление графика

ков, изображенных на рисунке 3.16 показывает, что частотная характеристика фильтра Чебышева обладает более крутым спадом, чем частотная характеристика фильтра Баттерворта, однако вершина частотной характеристики фильтра Чебышева имеет пульсирующий характер.

На рисунке 3.17 показаны условные обозначения различных типов фильтров на схемах.



a – фильтр; *б* – фильтр нижних частот; *в* – фильтр верхних частот;
г – полосовой фильтр; *д* – режекторный фильтр

Рисунок 3.17 – Обозначения фильтров в конструкторской документации

Общие сведения об активных резистивно-емкостных фильтрах и об их расчёте и компьютерном проектировании даны в разделе 4 данного пособия «Описания лабораторных работ по ЭМС».

3.3.8 Сглаживающие фильтры и их расчет

В источниках электропитания РЭА используют сглаживающие фильтры – электрические цепи, позволяющие уменьшить пульсации напряжения, получаемые на выходе выпрямителя. Основные элементы сглаживающих фильтров – дроссели с большой индуктивностью L (либо реже резисторы) и конденсаторы большой емкости C , включаемые, соответственно, последовательно с нагрузкой и параллельно ей. Действие сглаживающих фильтров основано на зависимости сопротивления цепей, составленных из этих элементов, от частоты f тока: реактивное сопротивление дросселя X_L растёт с увеличением частоты

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.30)$$

и равно нулю для постоянного тока; реактивное сопротивление конденсаторов, наоборот, уменьшается с ростом частоты и равно бесконечности при постоянном токе

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}. \quad (3.31)$$

Избирательность сглаживающих фильтров определяется характеристикой затухания, представляющей зависимость затухания от частоты. Затухание в децибелах (дБ) определяется по формуле:

$$b = 20 \lg \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}, \quad (3.32)$$

где $U_{\text{ВХ}}$ – напряжение на входе фильтра; $U_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на его выходе.

Избирательность тем лучше, чем больше крутизна спадов характеристики затухания, чем больше затухание в полосе непропускания и чем меньше и равномернее затухание в полосе пропускания фильтра. Ниже мы ограничимся рассмотрением простых схем основных типов фильтров и приведём метод их упрощённого расчета без учета потерь.

Допустимая величина пульсаций фильтров характеризуется коэффициентом пульсаций K_{Π} , величина которого выражается в относительных единицах:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\max}}{U_0} \quad (3.33)$$

или в процентах, то есть:

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\max}}{U_0} \cdot 100\%, \quad (3.34)$$

где U_{\max} – амплитуда основной гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения; U_0 – среднее значение выпрямленного напряжения.

Сглаживающий фильтр должен не только уменьшать переменную составляющую, но и минимально уменьшать постоянную составляющую выпрямленного напряжения, то есть падение постоянного напряжения на элементах фильтра, последовательно включенных между выходом выпрямителя и нагрузкой, должно быть минимальным. Поэтому резисторы в фильтре можно использовать лишь при малых мощностях нагрузки. Кроме того, фильтр должен удовлетворять и другим требованиям:

а) фильтр не должен заметно искажать формы тока нагрузки из-за того, что реактивные элементы фильтра препятствуют быстрым изменениям напряжения и тока;

б) во избежание резонанса, собственная частота колебаний фильтра должна быть меньше низшей частоты переменной составляющей выпрямленного тока;

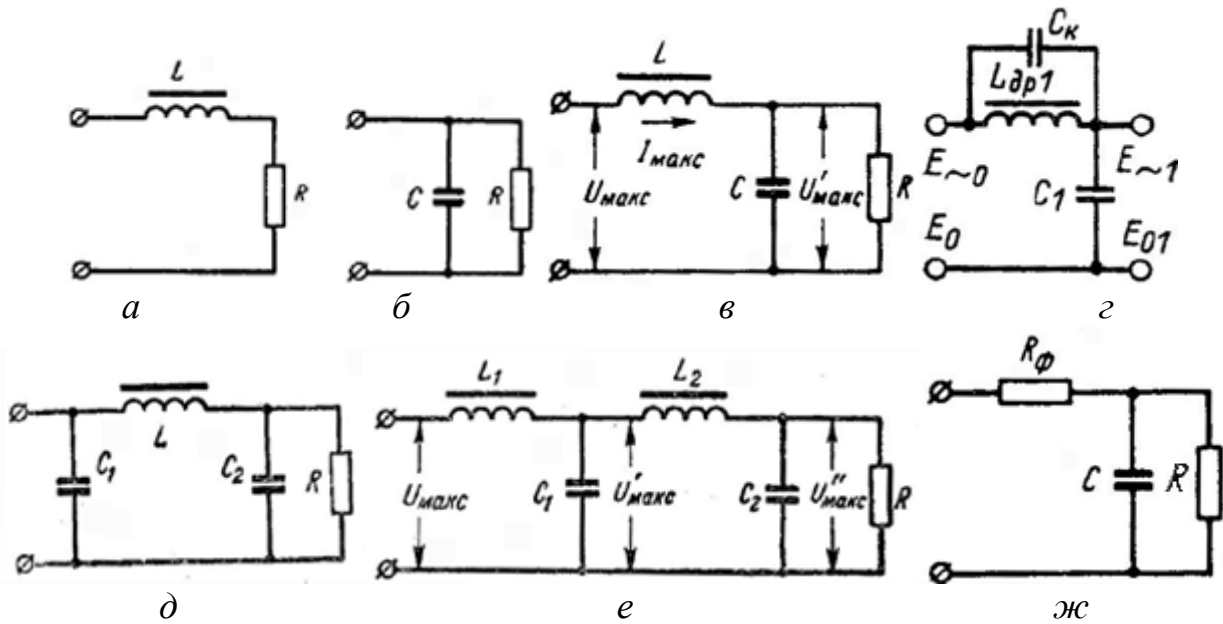
в) переходные процессы в фильтре при включении и выключении выпрямителя или нагрузки не должны вызывать чрезмерного повышения напряжения или бросков тока;

г) фильтр должен иметь малую стоимость, малые массу и габариты.

Главный параметр для оценки работы фильтра – коэффициент фильтрации K_{Φ} , равный отношению коэффициента пульсаций на входе фильтра K_{Π} к коэффициенту пульсаций на выходе фильтра K'_{Π} :

$$K_{\Phi} = \frac{K_{\Pi}}{K'_{\Pi}}. \quad (3.35)$$

Рассмотрим работу простого сглаживающего фильтра, состоящего из одного дросселя, включенного последовательно с нагрузкой (рисунок 3.18, а).



а – индуктивный; *б* – ёмкостной; *в* – Г-образный LC-фильтр;
г – фильтр-пробка; *д* – П-образный LC-фильтр; *е* – двухзвенный LC-фильтр;
ж – Г-образный RC-фильтр

Рисунок 3.18 – Сглаживающие фильтры [8]

При протекании через дроссель пульсирующего тока с выпрямителя возникающий в его сердечнике переменный магнитный поток индуцирует в обмотке дросселя противоЭДС (ЭДС самоиндукции), препятствующую изменению тока в цепи. Уменьшение переменной составляющей тока в цепи приводит к уменьшению относительных изменений (пульсаций) напряжения на сопротивлении нагрузки R . Для лучшего сглаживания нужно, чтобы индуктивное сопротивление дросселя X_L было намного больше сопротивления нагрузки R , то есть, чтобы выполнялось условие [8]:

$$X_L = 2\pi f p L \gg R, \quad (3.36)$$

где L – индуктивность дросселя; f – частота тока сети, от которой питается выпрямитель; p – коэффициент, зависящий от схемы выпрямления и показывающий, во сколько раз частота основной гармоники выпрямленного напряжения больше, чем частота тока сети.

Достоинствами такого фильтра являются его простота, малые потери мощности и малое изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки из-за того, что активное сопротивление дросселя мало по сравнению с активным сопротивлением нагрузки. Основной недостаток этого фильтра – появление на зажимах дросселя повышенных напряжений при резком уменьшении тока нагрузки из-за возникновения ЭДС самоиндукции. Возникающие при этом кратковременные импульсы могут привести к пробое изоляции обмотки дросселя или к выходу из строя элементов нагрузки. Индуктивный фильтр применяют обычно в мощных выпрямителях.

В емкостном фильтре (рисунок 3.18, *б*) конденсатор с емкостью C , включенный параллельно нагрузке с сопротивлением R , заряжается в те мо-

менты времени, когда напряжение на выходе выпрямителя превышает напряжение на зажимах конденсатора, а когда это напряжение меньше, чем на зажимах конденсатора, происходит его разряд через сопротивление нагрузки. Для обеспечения хорошего сглаживания пульсаций необходимо, чтобы емкостное сопротивление конденсатора X_C было бы меньше сопротивления нагрузки:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f p C} \ll R. \quad (3.37)$$

В этом случае конденсатор шунтирует нагрузку по переменной составляющей, и большая часть переменного тока замыкается через емкость, минуя нагрузку. Достоинства емкостного фильтра в его простоте и в малых потерях мощности. Его недостаток в невозможности использования с вентилями на малую амплитуду тока, так как при наличии конденсатора ток через емкость ограничивается только малым по величине внутренним сопротивлением выпрямителя. Емкостный фильтр обеспечивает хорошее сглаживание только при малых токах нагрузки, то есть в выпрямителях малой мощности.

Лучшие результаты по сглаживанию, чем у выше рассмотренных простых фильтров достигаются в LC -фильтрах, где емкость и индуктивность используются совместно. Наиболее простой Γ -образный LC -фильтр (рисунок 3.18, в) хорошо работает при соблюдении условия:

$$X_C \ll R \ll X_L. \quad (3.38)$$

Расчет этого фильтра сводится к определению произведения искомых величин L и C по заданной величине коэффициента фильтрации:

$$LC = \frac{K_\Phi + 1}{2\pi f p^2}. \quad (3.39)$$

Выражение 3.39 выведено для случая, когда активное сопротивление дросселя намного меньше R и выполняется условие 3.38.

На рисунке 3.18, д приведена схема Π -образного фильтра, который можно рассматривать как сочетание двух простых фильтров: емкостного, состоящего из конденсатора C_1 , и Γ -образного, состоящего из дросселя L и конденсатора C_2 . Поэтому при его расчете можно использовать выведенные выше соотношения.

В случае, когда необходимо получить хорошее сглаживание используют многосвязные фильтры. На рисунке 3.18, е приведена схема двухзвенного фильтра с индуктивным выходом, коэффициент фильтрации K_Φ которого равен произведению коэффициентов фильтрации первого $K_{\Phi 1}$ и второго $K_{\Phi 2}$ звеньев:

$$K_\Phi = K_{\Phi 1} \cdot K_{\Phi 2}. \quad (3.40)$$

Для фильтра из n звеньев:

$$K_\Phi = \prod_{i=1}^n K_{\Phi i}. \quad (3.41)$$

Во избежание резонанса необходимо, чтобы собственная круговая частота фильтра

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.42)$$

была меньше частоты основной гармоники (или частоты тока сети)

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0 \leq \frac{1}{2} p\omega = \pi pf. \quad (3.43)$$

Отсюда

$$LC \geq \frac{4}{p\omega^2}. \quad (3.44)$$

Сравнивая (3.44) с (3.39), получаем условие отсутствия резонанса:

$$K_\Phi \geq 3. \quad (3.45)$$

Минимальное значение индуктивности дросселя $L_{кр}$, при котором обеспечивается индуктивная реакция фильтра в целом, находится из выражения:

$$L_{кр} \geq \frac{K_{н.ВЫХ} U_0}{p\omega I_0}, \quad (3.46)$$

где $K_{н.ВЫХ}$ – коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя; I_0 и U_0 – средние значения выпрямленного тока и напряжения, соответственно.

Выбрав L из выражения (3.46), определяем емкость фильтра из выражения (3.39).

Для резисторно-ёмкостного сглаживающего фильтра (рисунок 3.18, ж) условие хорошего сглаживания имеет вид:

$$X_C = \frac{1}{p\omega C} \leq R. \quad (3.47)$$

В этом случае искомые величины L и C при заданном коэффициенте фильтрации определяются из выражения:

$$K_\Phi = p\omega \frac{R_\Phi \cdot R}{R + R_\Phi}. \quad (3.48)$$

В некоторых случаях применяются резонансные фильтры-пробки (рисунок 3.18, з), настроенные на частоту первой гармоники пульсации pf . Коэффициент сглаживания такого фильтра [28, 29] равен:

$$K_\Phi = p\omega Z_K C_1, \quad (3.49)$$

где

$$Z_K = \frac{L_{др1}}{C_K r_{др}}, \quad (3.50)$$

а $r_{др}$ – активное сопротивление обмотки дросселя;

$$C_K = \frac{2.5 \cdot 10^4}{p^2 f^2 L_{др1}} [\text{мкФ}]. \quad (3.51)$$

Имеются и другие схемы фильтров-пробок [8].

Пример 3.10. Рассчитать индуктивность дросселя и ёмкость конденсатора Г-образного индуктивно-емкостного фильтра. Схема фильтра показана на рисунке 3.19. Частота тока сети $f_{\text{СЕТИ}} = 400$ Гц. Сопротивление нагрузки $R = 50$ Ом. Среднее значение выпрямленного напряжения $U_0 = 28$ В. Схема должна обеспечить коэффициент фильтрации не менее $K_{\Phi} = 50$. Выбрать и обосновать рабочее напряжение конденсатора; обратное напряжение на диоде; амплитудное значение тока через диод. Расчёты произвести для каждого из трёх типов выпрямителей на входе фильтра: однополупериодного выпрямителя (тип *о*); двухполупериодного выпрямителя с мостовой схемой (тип *дм*); двухполупериодного выпрямителя со средней точкой (тип *дс*).

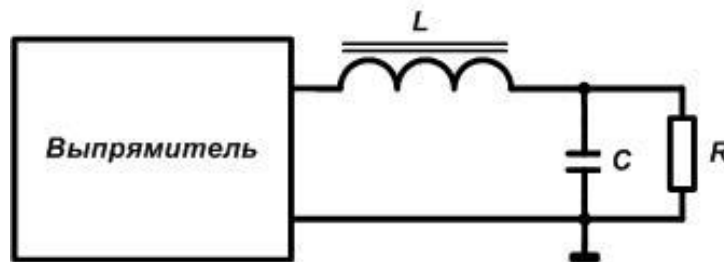


Рисунок 3.19 – Схема Г-образного индуктивно-емкостного фильтра

Решение.

1. Определим величину коэффициента пульсаций на входе фильтра K_{Π} , исходя из типа выпрямителя, по таблице 3.14: тип *о* – $K_{\Pi} = 1.57$, а для типов *дм* и *дс* – $K_{\Pi} = 0.67$.

2. Определим величину коэффициента пульсаций на выходе фильтра K'_{Π} , исходя из формулы (3.35):

$$K'_{\Pi} = \frac{K_{\Pi}}{K_{\Phi}}.$$

При $K_{\Phi} = 50$ имеем: для типа *о* – $K'_{\Pi} = 0.0314$, а для типов *дм* и *дс* – $K'_{\Pi} = 0.0134$.

3. Определим минимальное значение индуктивности дросселя $L_{\text{кр}}$, при котором обеспечивается индуктивная реакция фильтра в целом:

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{K'_{\Pi} U_0}{p\omega I_0} = \frac{K'_{\Pi} R}{p\omega}.$$

При круговой частоте $\omega = 2\pi f_{\text{СЕТИ}} = 2\pi \cdot 400 = 2513$ рад/с.

По таблице 3.14 имеем: для типа *о* – $p = 1$ и

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{0.0314 \cdot 50}{2513} = 0.625 \text{ мГн},$$

а для типов *дм* и *дс* – $p = 2$ и

$$L_{\text{кр}} \geq \frac{0.0134 \cdot 50}{2 \cdot 2513} = 0.133 \text{ мГн}.$$

Таблица 3.14 – Электрические режимы элементов источников вторичного электропитания для основных схем выпрямления: однополупериодной, двухполупериодной и мостовой (Греца) при работе на активную нагрузку [8]

Наименование параметра		Схема выпрямления		
		Однополупериодная	Двухполупериодная со средней точкой	Однофазная мостовая
Вентиль	Обратное напряжение на один вентиль $U_{OБВ}/U_0$	3.14	3.14	1.57
	Среднее значение тока вентилей $I_{0В}/I_0$	1.0	0.5	0.5
	Действующее значение тока вентилей $I_{В}/I_0$	1.57	0.785	0.785
	Амплитудное значение тока вентилей $I_{Вmax}/I_0$	3.14	1.57	1.57
	Число вентилей	1	2	4
Пульсации	Частота основной гармоники $f_{0Г}$	$f_{СЕТИ}, p = 1$	$2f_{СЕТИ}, p = 2$	$2f_{СЕТИ}, p = 2$
	Коэффициент пульсации $K_{П}$	1.57	0.67	0.67

4. Расчет этого фильтра согласно формуле (3.39) сводится к определению произведения искомых величин L и C по заданной величине коэффициента фильтрации:

$$LC = \frac{K_{\Phi} + 1}{2\pi f_{СЕТИ} p^2}.$$

Зададим $L \geq L_{кр} = 50$ мГн. При этом условие применимости формулы (3.39) $\omega p L = 2513 \cdot 2 \cdot 0.05 \gg R = 50$ выполняется ($251 \gg 50$).

Тогда по формуле

$$C = \frac{K_{\Phi} + 1}{2\pi f_{СЕТИ} p^2 L}$$

получим

$$C = \frac{50 + 1}{2513 p^2 50 \cdot 10^{-3}} [\Phi].$$

Для типа $o - p = 1$,

$$C = \frac{50+1}{2513 \cdot 1^2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} = 0.1615 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} = 161.5 \text{ мкФ},$$

для типов δm и $\delta c - p = 2$,

$$C = 161.5/4 = 40.4 \text{ мкФ}.$$

5. По таблице 4.2 «Ряды номинальных значений параметров для различных допусков резисторов, конденсаторов и индуктивностей» (см. раздел 4) выбираем ближайшие к расчётным значениям номинальные значения величин ёмкостей конденсаторов и индуктивности дросселя. При допусках на параметры элементов $\pm 10\%$ примем номинальное значение индуктивности дросселя $L_{\text{НОМ}} = 56 \text{ мГн}$ ($L_{\text{НОМ}} \geq L$). Номинальные значения величин ёмкостей конденсаторов $C_{\text{НОМ}} = 180 \text{ мкФ}$ для типа o , а для типов δm и $\delta c - C_{\text{НОМ}} = 47 \text{ мкФ}$ ($C_{\text{НОМ}} \geq C$). Рабочее напряжение конденсатора выбираем 50В , то есть больше, чем $U_0 = 28\text{В}$. Коэффициент фильтрации будет превышать расчётное значение $K_{\text{Ф}} = 50$.

6. По таблице 3.14 находим:

- отношение обратного напряжения на один диод $U_{\text{ОБР}}$ к U_0 равно 3.14 для схем выпрямления o и δc , поэтому обратное напряжение на диодах для этих схем:

$$U_{\text{ОБР}} \geq 3.14U_0 = 3.14 \cdot 28 \geq 87.92 \text{ В};$$

- отношение обратного напряжения на один диод $U_{\text{ОБР}}$ к U_0 равно 1.57 для схемы выпрямления δm , поэтому обратное напряжение на диодах для этой схемы:

$$U_{\text{ОБР}} \geq 1.57U_0 = 1.57 \cdot 28 \geq 43.96 \text{ В}.$$

Среднее значение тока через резистор:

$$I_0 = U_0/R = 28/50 = 0.56 \text{ А}.$$

7. По таблице 3.14 находим:

- отношение амплитудного значения тока диода ($I_{\text{Вmax}}$) к I_0 равно 1.57 для схем выпрямления δc и δm , поэтому амплитудное значение тока через диоды для этих схем:

$$I_{\text{Вmax}} = 1.57I_0 = 1.57 \cdot 0.56 = 0.8792 \text{ А},$$

а для схемы выпрямления $o - I_{\text{Вmax}}/I_0 = 3.14$, поэтому амплитудное значение тока через диод для этой схемы:

$$I_{\text{Вmax}} = 3.14I_0 = 3.14 \cdot 0.56 = 1.7584 \text{ А}.$$

Ответ. Рабочее напряжение конденсатора 50В ; $L_{\text{НОМ}} = 56 \text{ мГн}$; для схемы выпрямления δm : $C_{\text{НОМ}} = 47 \text{ мкФ}$, $U_{\text{ОБР}} \geq 43.96 \text{ В}$, $I_{\text{Вmax}} = 0.8792 \text{ А}$; для схемы выпрямления δc : $C_{\text{НОМ}} = 47 \text{ мкФ}$, $U_{\text{ОБР}} \geq 87.92 \text{ В}$, $I_{\text{Вmax}} = 0.8792 \text{ А}$; для схемы выпрямления o : $C_{\text{НОМ}} = 180 \text{ мкФ}$, $U_{\text{ОБР}} \geq 87.92 \text{ В}$, $I_{\text{Вmax}} = 1.7584 \text{ А}$.

Пример 3.11. Заданы: частота сети $f_{\text{СЕТИ}} = 50 \text{ Гц}$, схема выпрямления (двухполупериодный выпрямитель с мостовой схемой), постоянные напряжения $U_{0.\text{ВХ}} = 7 \text{ В}$ на входе и $U_{0.\text{ВЫХ}} = 6 \text{ В}$ на выходе фильтра, сопротивление

нагрузки $R = 30 \text{ Ом}$, коэффициент фильтрации $K_{\Phi} = 20$, индуктивность дросселя $L_{\text{др}} = 0.11 \text{ Гн}$ и схема фильтра-пробки (рисунок 3.20). Определить значения параметров элементов схемы $C_{\text{к}}$ и C_1 .

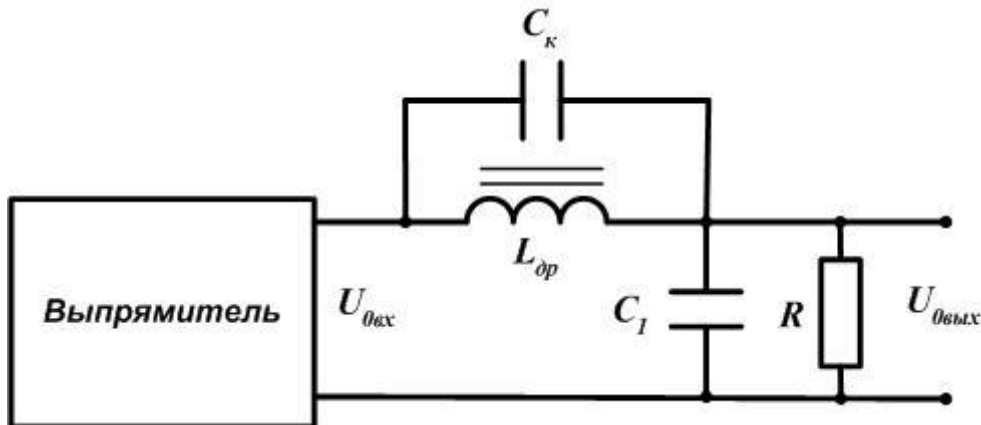


Рисунок 3.20 – Схема фильтра-пробки к примеру 3.11

Решение.

1. По таблице 3.14 находим, что для двухполупериодного выпрямителя с мостовой схемой $p = 2$.

2. По формуле (3.51) находим величину $C_{\text{к}}$:

$$C_{\text{к}} = \frac{2.5 \cdot 10^4}{p^2 f^2 L_{\text{др}1}} = \frac{2.5 \cdot 10^4}{2^2 \cdot 50^2 \cdot 0.11} = 22.73 \text{ мкФ}.$$

3. Находим величину тока I_0 через сопротивление нагрузки R и величину активного сопротивления обмотки дросселя $r_{\text{др}}$:

$$I_0 = \frac{U_{0.\text{ВЫХ}}}{R} = \frac{6}{30} = 0.2 \text{ А};$$

$$r_{\text{др}} = \frac{U_{0.\text{ВХ}} - U_{0.\text{ВЫХ}}}{I_0} = \frac{7 - 6}{0.2} = 5 \text{ Ом}.$$

4. По формуле (3.50) находим величину $Z_{\text{к}}$:

$$Z_{\text{к}} = \frac{L_{\text{др}}}{C_{\text{к}} r_{\text{др}}} = \frac{0.11}{22.73 \cdot 10^{-6} \cdot 5} = 967.8 \text{ Ом}.$$

5. Из формулы (3.49) $K_{\Phi} = p\omega Z_{\text{к}} C_1$ находим величину C_1 :

$$C_1 = \frac{K_{\Phi}}{p\omega Z_{\text{к}}} = \frac{20}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 967.8} = 32.9 \text{ мкФ}.$$

6. По таблице 4.2 «Ряды номинальных значений параметров для различных допусков резисторов, конденсаторов и индуктивностей» (см. раздел 4) выбираем ближайšie к расчётным значениям номинальные значения величин ёмкостей конденсаторов при допусках на параметры элементов $\pm 5\%$:

$$C_{1\text{НОМ}} = 33 \text{ мкФ} \text{ и } C_{\text{к.НОМ}} = 24 \text{ мкФ}.$$

Рабочее напряжение конденсатора выбираем 10В, то есть больше, чем $U_{0.\text{ВХ}} = 7 \text{ В}$.

Ответ. Номинальные значения параметров элементов схемы $C_{\text{к}}$ и C_1 :

$$C_{\text{НОМ}} = 33 \text{ мкФ} \text{ и } C_{\text{К.НОМ}} = 24 \text{ мкФ}.$$

3.3.9 Высокочастотные фильтры и их расчет

Наиболее простыми по схеме являются звенья высокочастотных фильтров типа K , в которых произведение сопротивлений плеч звеньев, составленных из индуктивностей и емкостей, равно постоянной величине K , не зависящей от частоты. Наименьшее число элементов имеют Г-образные звенья, но для получения большего затухания и для симметрии схемы часто применяются Т- или П-образные звенья. Затухание простейших Т- и П-образных звеньев для любого типа фильтров можно определить по графику, приведенному на рисунке 3.21, через частотный параметр X . Формулы для определения величин X , индуктивностей и емкостей зависят от типа фильтра. Схемы для различных типов фильтров и звеньев типа K различной формы вместе с характеристиками затухания и пропускания приведены на рисунке 3.22.

Величины частотного параметра X , индуктивностей в мГн и емкостей в мкФ для схем звеньев, изображенных на рисунке 3.22, определяются из выражений приведенных ниже. Частоты в этих формулах следует выражать в кГц, сопротивление в Ом, а индуктивность в мГн:

а) для фильтров нижних частот:

$$L = \frac{0.32R}{f_c}; C = \frac{320}{R f_c}; X = \frac{f}{f_c}; \quad (3.52)$$

б) для фильтров верхних частот:

$$L = \frac{0.08R}{f_c}; C = \frac{80}{R f_c}; X = \frac{f_c}{f}; \quad (3.53)$$

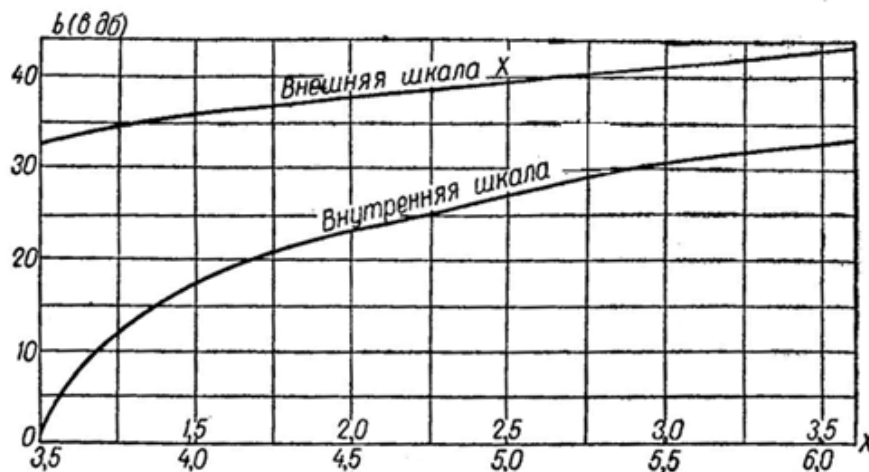


Рисунок 3.21 – Кривые для расчёта затухания в полосе непропускания звеньев фильтров типа K [8]

Тип фильтра	Схемы фильтров			Характеристики	
	Г-образное полужвено	Т-образное звено	П-образное звено	затухания	пропускания
Нижних частот					
Верхних частот					
Полосовой					
Заграждающий					

Рисунок 3.22 – Схемы и характеристики простейших фильтров типа K [8]

в) для полосовых фильтров:

$$\Delta f = f_2 - f_1; f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}; \eta = \frac{f^2 - f_0^2}{\Delta f - f}; \quad (3.54)$$

$$L_1 = \frac{0.32R}{\Delta f}; L_2 = \frac{0.08\Delta f}{f_1 f_2}; X = \eta; \quad (3.55)$$

$$C_1 = \frac{80\Delta f}{Rf_1 f_2}; C_2 = \frac{320}{R\Delta f}; \quad (3.56)$$

г) для заграждающих (режекторных) фильтров Δf , f_0 и η находят из (3.54), остальные параметры из (3.57) и (3.58):

$$L_1 = \frac{0.32R\Delta f}{f_1 f_2}; L_2 = \frac{0.08R}{\Delta f}; \quad (3.57)$$

$$C_1 = \frac{80}{\Delta f R}; C_2 = \frac{320\Delta f}{Rf_1 f_2}; X = \frac{1}{\eta}. \quad (3.58)$$

При расчете фильтров типа K необходимо учитывать, что затухание Г-образного полужвена в два раза меньше, чем Т- или П-образного звена, а величина номинального волнового сопротивления R берется равным сопротивлению нагрузки. При проектировании полосовых фильтров, у которых отношение $f_2/f_1 > 2$, рекомендуется применять последовательное соединение зве-

ньев фильтров верхних частот (с частотой среза f_1) и нижних частот (с частотой среза f_2). Недостатком фильтра типа K является небольшая крутизна спадов характеристики затухания и, как следствие, малая избирательность. Для увеличения избирательности рекомендуется последовательно соединять несколько звеньев или полувзвеньев.

Пример 3.12. Рассчитать значения параметров элементов ФНЧ, включенного между двумя каскадами (рисунок 3.23), при условии, что фильтр должен пропускать токи с частотами до 10 кГц, а общее затухание его на частоте 15 кГц должно быть не меньше $b_{\text{общ}} = 30$ дБ. Трансформатор с коэффициентом трансформации $n = 1/4$ нагружен на $R_H = 80$ кОм.

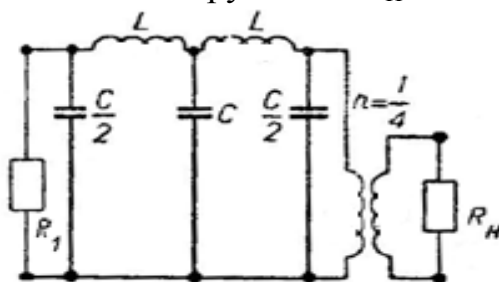


Рисунок 3.23 – Схема двухзвенного фильтра низких частот [8]

Решение.

1. По формуле (3.52) находим величину частотного параметра X :

$$X = \frac{f}{f_c} = \frac{15}{10} = 1.5.$$

2. По кривым, приведенным на рисунке 3.21, находим, что затухание одного звена ФНЧ b при $X = 1.5$ равно приблизительно 17 дБ. Для удовлетворения предъявленного требования по величине затухания на частоте 15 кГц число звеньев $N \geq b_{\text{общ}} / b = 30 / 17 = 1.76$. Выбираем $N = 2$: два П-образных звена (два Т-образных звена имели бы три катушки и два конденсатора; значит, размеры фильтра были бы больше).

3. Рассчитываем нагрузочное сопротивление фильтра R_{Φ} со стороны трансформатора, через коэффициент трансформации $n = 1/4$:

$$R_{\Phi} = R_H \cdot n^2 = 8 \cdot 10^4 \cdot (1/16) = 5000 \text{ Ом.}$$

4. Выбираем волновое сопротивление фильтра равное нагрузочному ($R = R_{\Phi} = 5000$ Ом) и с помощью формулы (3.52) рассчитываем элементы фильтра:

$$L = \frac{0.32R}{f_c} = \frac{0.32 \cdot 5000}{10} = 160 \text{ мГн,}$$

$$C = \frac{320}{R f_c} = \frac{320}{5000 \cdot 10} = 0.0064 \text{ мкФ} = 6400 \text{ пФ.}$$

5. Эквивалентное сопротивление входного каскада R_1 должно быть равно волновому сопротивлению фильтра R_Φ , то есть $R_1 = 5000 \text{ Ом}$.

3.3.10 Задачи по расчёту фильтров

В данном разделе приведены задачи по расчёту пассивных сглаживающих и высокочастотных LC -фильтров. Задачи по расчёту активных RC -фильтров решаются студентами при выполнении лабораторной работы «Расчет и исследование активных фильтров Баттерворта», описание которой приведено в разделе 4.1.

Задача 3.10.

Рассчитать индуктивность дросселя и ёмкость конденсатора Γ -образного индуктивно-емкостного фильтра. Схема фильтра показана на рисунке 3.24. Частота тока сети обозначена $f_{\text{СЕТИ}}$. Сопротивление нагрузки обозначено R . Среднее значение выпрямленного напряжения обозначено U_0 . Схема должна обеспечить коэффициент фильтрации не менее K_Φ . Выбрать и обосновать рабочее напряжение конденсатора; обратное напряжение на диоде; амплитудное значение тока через диод. Расчёты произвести для каждого из трёх типов выпрямителей на входе фильтра: однополупериодного выпрямителя (тип o); двухполупериодного выпрямителя с мостовой схемой (тип $дм$); двухполупериодного выпрямителя со средней точкой (тип $дс$). Численные значения $f_{\text{СЕТИ}}$, R , U_0 и K_Φ приведены в таблице 3.15 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.15 – Таблица вариантов к задаче 3.10

Первая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Частота сети $f_{\text{СЕТИ}}$, Гц	50	400	50	400	50	400	50	400	50	400
Сопротивление R , Ом	10	12	14	16	10	12	14	16	10	12
Вторая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
K_Φ	20	25	30	35	40	45	50	55	60	45
Третья цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
U_0 , В	6	12	18	9	12	15	6	12	18	9

Задача 3.11.

Заданы: частота сети $f_{\text{СЕТИ}}$, постоянные напряжения $U_{0.\text{ВХ}}$ на входе и $U_{0.\text{ВЫХ}}$ на выходе фильтра, сопротивление нагрузки R , коэффициент фильтрации $K_{\text{Ф}}$, индуктивность дросселя $L_{\text{ДР}}$ и схема фильтра-пробки (рисунок 3.18, ε). Определить значения параметров элементов схемы C_K и C_1 . Расчёты произвести для каждого из трёх типов выпрямителей на входе фильтра: однополупериодного выпрямителя (тип o); двухполупериодного выпрямителя с мостовой схемой (тип dm); двухполупериодного выпрямителя со средней точкой (тип dc). Численные значения $U_{0.\text{ВЫХ}}$, $U_{0.\text{ВХ}}$, $f_{\text{СЕТИ}}$, $L_{\text{ДР}}$, R и $K_{\text{Ф}}$ приведены в таблице 3.16 и зависят от номера варианта, представляющего трёхзначное число.

Таблица 3.16 – Таблица вариантов к задаче 3.11

Первая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$U_{0.\text{ВЫХ}}$, В	11	14	17	21	8	12	15	18	22	23
$U_{0.\text{ВХ}}$, В	12	15	18	22	9	13	16	19	23	24
$f_{\text{СЕТИ}}$, Гц	50	400	50	400	50	400	50	400	50	400
Вторая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
R , Ом	50	55	40	45	50	30	35	40	45	50
$L_{\text{ДР}}$, Гн	0.22	0.1	0.2	0.15	0.5	0.18	0.1	0.11	0.15	0.16
Третья цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$K_{\text{Ф}}$	20	25	30	35	40	20	25	30	35	40

Задача 3.12.

Рассчитать величину индуктивностей L , емкостей конденсаторов C , число звеньев m фильтра и коэффициент трансформации n для П-образного индуктивно-ёмкостного фильтра нижних частот, изображенного на рисунке 3.24, при условии, что фильтр должен быть согласован со входом и выходом, пропускать токи с частотами от 0 до f_C . Сопротивление устройства на входе фильтра обозначено R . Выходное сопротивление обозначено R_H и подключено к фильтру через согласующий трансформатор с коэффициентом трансформации n . Затухание b на частоте $x \cdot f_C$ должно быть не менее b_{min} . Численные значения величин f_C , R , R_H , x и b_{min} даны в таблице 3.17 и зависят от номера варианта.

Таблица 3.17 – Таблица вариантов к задаче 3.12

Первая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
f_c , кГц	20	14	16	18	25	30	33	26	28	18
R , кОм	5	3	2	1	4	5	3	2	1	3
Вторая цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
R_H , кОм	20	30	50	40	16	80	100	120	60	90
Третья цифра варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
x	2.1	1.4	1.5	1.6	1.7	1.6	1.2	1.3	1.4	1.8
b_{\min}	30	35	40	45	50	30	35	40	50	35

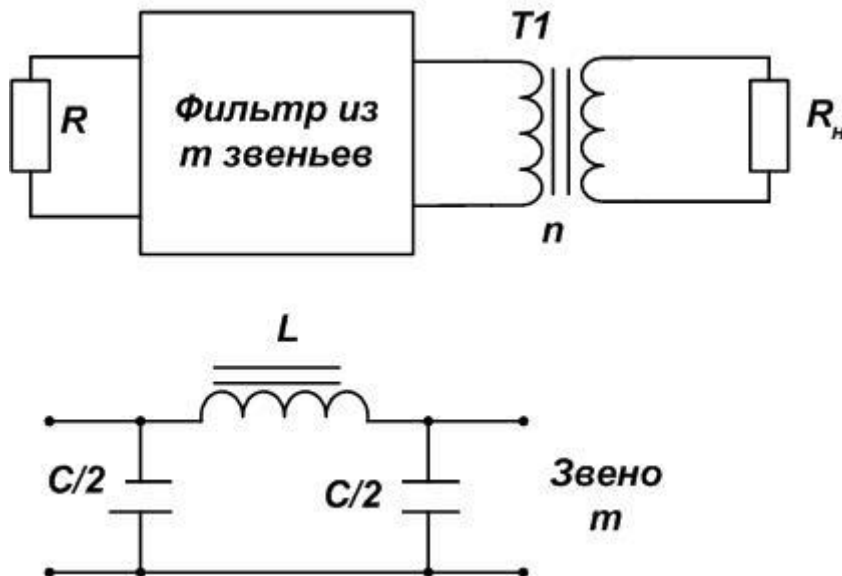


Рисунок 3.24 – Схема включения П-образного индуктивно-ёмкостного фильтра нижних частот и принципиальная схема звена этого фильтра

3.4 Устранение высокочастотных помех в цепях питания

3.4.1 Заземление

Устранение высокочастотных помех в цепях питания достигается за счёт системы заземлений и за счёт уменьшения ёмкостного сопротивления между шинами питания и заземления.

Система заземлений обозначает систему проводящих поверхностей и электрических соединений, предназначенных для выполнения различных функций [5]:

- эти поверхности, предназначены для протекания обратных токов в цепях;
- заземление экранирующих поверхностей увеличивает эффективность экранирования;
- защитное заземление, имеющее электрическое соединение с землёй, позволяет исключить поражение обслуживающего персонала электрическим током.

Потенциал заземляющих поверхностей считается нулевым и принимается за начало отсчета напряжений различных сигналов.

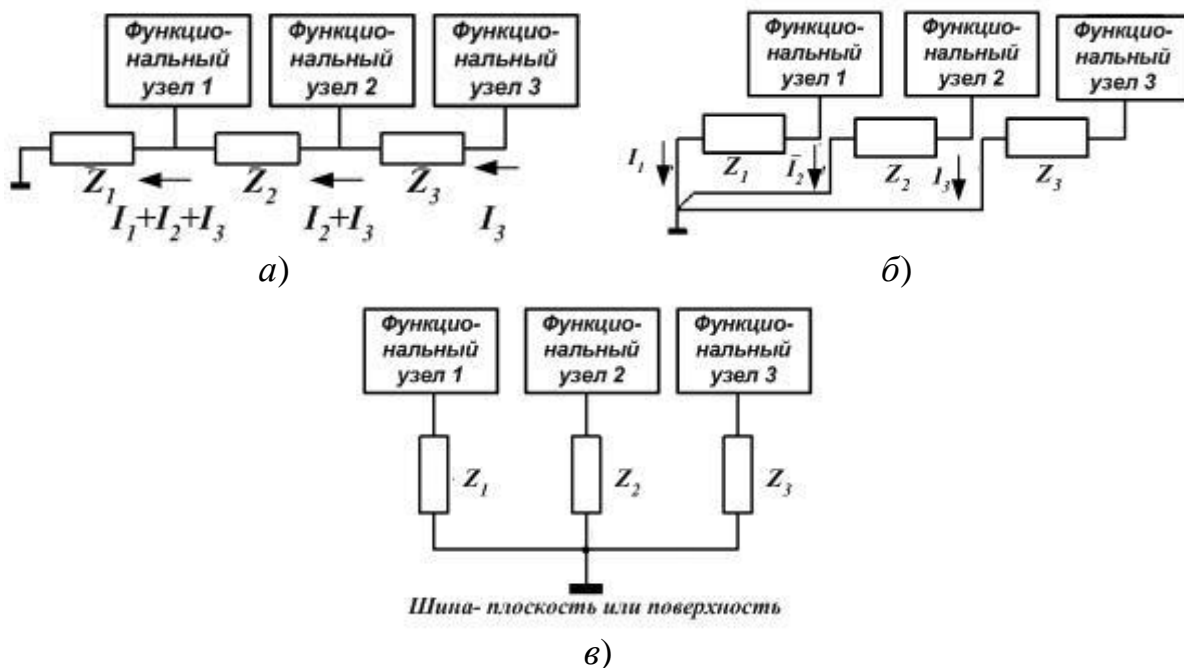
К системе заземления предъявляются требования минимизации сопротивления земли в области заземления, с целью уменьшения напряжения помех за счет протекания токов через общие участки земли и отсутствия замкнутых контуров заземления, чувствительных к воздействию магнитных полей. В аппаратуре используют отдельные цепи заземления для сигнальных цепей с низкими уровнями токов и напряжений, для силовых цепей с высокими уровнями потребляемой мощности (источники питания, выходные каскады и т.д.) и для корпусных цепей несущих конструкций (шасси, корпуса, экраны и т.д.) [17].

Основными типами заземлений являются: последовательное в одной точке, параллельное в одной точке и многоточечное (рисунок 3.25). Одноточечная последовательная схема наиболее проста, однако ей присущ наибольший уровень помех, обусловленный протеканием токов по общему участку заземляющей цепи. Ее не следует применять для цепей с большим разбросом потребляемой мощности и при частотах $f > 0.5 \dots 1$ МГц. Малосигнальные ФУ следует подключать как можно ближе к точке опорного заземления. Одноточечная параллельная схема имеет небольшой уровень помех, однако требует большого числа протяженных заземляющих проводников. В этом случае трудно обеспечить малое сопротивление заземляющих участков цепей. Кроме того, при использовании этой схемы заземления становится возможной заметная электромагнитная связь заземляющих проводников, увеличивающая уровень помех в цепях заземления рецепторов. Ее не следует применять при частотах $f > 0.1 \dots 0.5$ МГц. Многоточечная система заземления практически свободна от этих недостатков, однако в этом случае необходимы специальные меры для исключения контуров заземления. На высоких частотах предпочтение отдается многоточечной схеме заземления [5, 17].

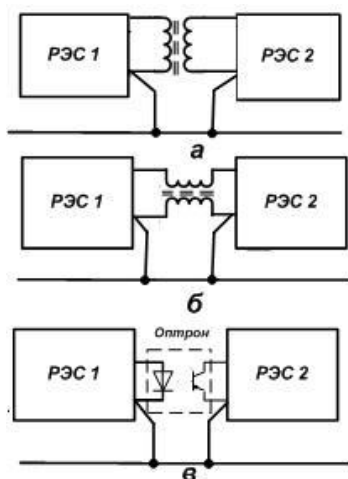
Напряжение помехи, связанное с несовершенством системы заземления, оказывается тем большим, чем больше сопротивление земляной шины, больше площадь контура заземления и больше комплексное сопротивление заземляющих проводников. Общие правила выполнения заземлений состоят в следующем:

1. Комплексные сопротивления заземляющих проводников и общих земляных шин должны быть минимальными. Заземляющие проводники должны иметь минимально возможную длину, значительно меньшую длину волны помехи. Соединения должны обеспечивать минимальное сопротивле-

ние контакта, надежный контакт в условиях климатических воздействий, а также вибраций. Соединения должны исключать возможность образования окисных пленок на контактирующих поверхностях и образование гальванических пар для предотвращения коррозии и появления помех, связанных с возникновением ЭДС в цепи.



a – одноточечная последовательная схема;
б – одноточечная параллельная схема; *в* – многоточечная схема
Рисунок 3.25 – Типичные схемы заземлений аппаратуры



a – изолирующий трансформатор; *б* – нейтрализующий трансформатор;
в – оптрон

Рисунок 3.26 – Схемы устранения контуров заземлений [5]

2. Следует по возможности избегать использования общих проводников в системах экранирующего и защитного заземлений и цепях, по которым протекают слабые токи сигналов.

3. Контурные заземлений должны по возможности отсутствовать. Для их исключения используют изолирующие (рисунок 3.26, а) и нейтрализующие (рисунок 3.26, б) трансформаторы или оптрона (рисунок 3.26, в).

3.4.2 Устранение высокочастотных помех за счёт уменьшения полного сопротивления между шинами питания и заземления

Полное сопротивление между шинами питания и заземления можно уменьшить благодаря увеличению ёмкости между этими шинами и минимизации индуктивности пути протекания тока при подключении конденсатора. Снижению ёмкостного сопротивления способствует также увеличение числа точек соединения печатного узла, которые рекомендуется выполнять на углах платы, в местах ввода/вывода высокочастотных сигналов и около высокочастотных и мощных компонентов.

Для уменьшения полного сопротивления системы питания следует располагать шины питания и заземления на минимальном расстоянии друг от друга и применять развязывающие конденсаторы с низкой индуктивностью (собственной и выводов). Размещают развязывающие конденсаторы так близко, насколько возможно к выводам питания и заземления микросхем.

При установке развязывающих конденсаторов минимизация ВЧ помех может быть обеспечена минимизацией индуктивности пути протекания тока при подключении конденсатора. Для этого следует использовать конденсаторы, контактные площадки и металлизированные отверстия с низкой собственной индуктивностью и отдавать предпочтение применению компонентам для монтажа на поверхность. Индуктивность соединения снижается по мере сокращения длины и увеличения ширины присоединительных проводников и при увеличении числа параллельных, металлизированных переходных отверстий (рисунок 3.27).

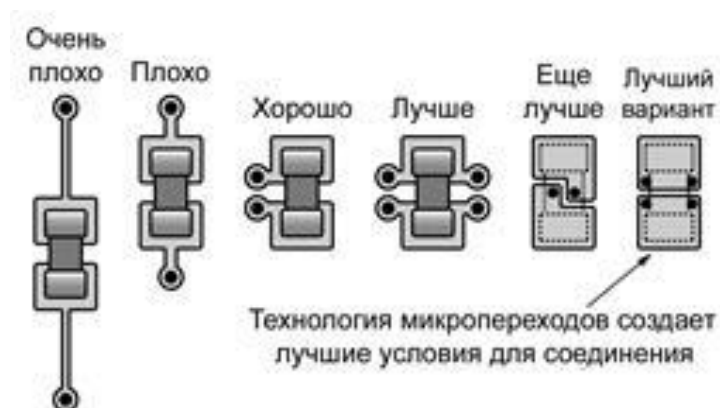


Рисунок 3.27 – Примеры установки поверхностно-монтируемых развязывающих конденсаторов при минимизации ВЧ помех [22]

Металлизированное отверстие должно быть рядом с контактной площадкой, а еще лучше непосредственно в контактной площадке (микрорезонатор). Металлизированные отверстия, соединяющие контактные площадки конденсатора со слоями питания и заземления, по которым протекают токи противоположного направления, должны располагаться на минимальном расстоянии друг от друга. Целесообразно в микросхемах и соединителях размещать выводы питания и заземления рядом друг с другом: при этом полная индуктивность будет уменьшена взаимной индуктивностью, поскольку токи в этих выводах противоположны по направлению.

Снижению уровня излучений от токов общего вида будет способствовать сближение печатного узла и шасси. Шасси и плата формируют некоторую линию передачи, открытую с торцов. Это вызывает значительные краевые эффекты и приводит к высокому уровню излучения. Чем ближе печатный узел будет к шасси, тем в меньшей степени проявятся краевые эффекты (рисунок 3.28). Рекомендуется расстояние между шасси и печатным узлом выдерживать не более половины длины волны для максимальной частоты в спектре сигнала.

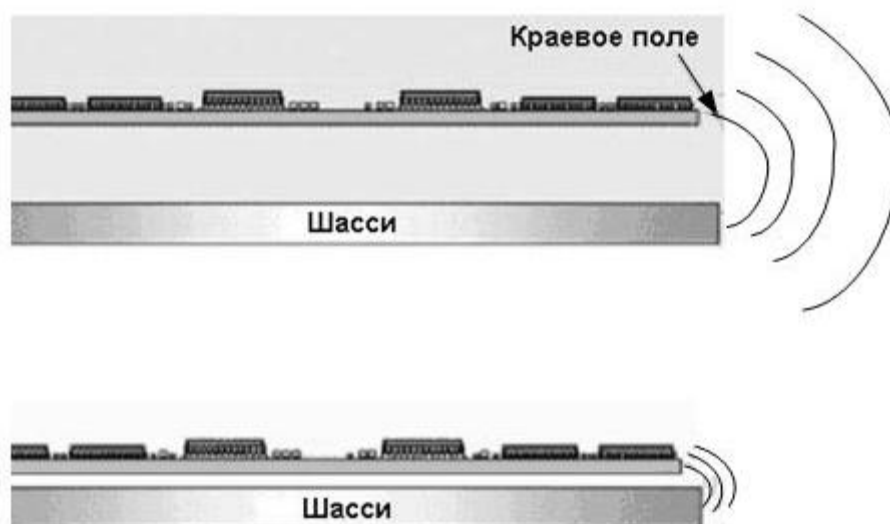


Рисунок 3.28 – Снижения уровня излучения за счет сближения шасси и печатного узла [22]

Частоты структурных резонансов зависят от размеров и конструкции шасси. На резонансных частотах увеличивается помехоэмиссия и повышается восприимчивость технического средства к внешним электромагнитным воздействиям. Для печатной платы, закрепленной по углам, длиной l и шириной w со сплошными потенциальными слоями, установленной на некотором расстоянии от шасси, которое существенно меньше габаритных размеров платы, частоту первого резонанса можно определить по формуле:

$$f_1 \approx \frac{150}{\sqrt{l^2 + w^2}} \text{ [ГГц]},$$

где l , w – соответственно длина и ширина печатной платы, мм. Например, для платы с размерами 160×120 мм, установленной на высоте 5 мм от шасси, первая резонансная частота будет 0.75 ГГц [22-24].

3.5 Методы защиты РЭС от мощных электромагнитных помех

3.5.1 Общие сведения об электромагнитной обстановке при грозовых разрядах и о грозозащите

Классификация МЭМП и их источников приведена на рисунке 2.1 в разделе 2.1.1 «Общие термины, относящиеся к ЭМС». Наиболее распространенным источником мощных электромагнитных помех естественного происхождения являются грозовые разряды (молнии). По приближенным подсчетам в земную поверхность ежесекундно ударяют около ста молний. Молния представляет собой разновидность газового разряда при очень большой длине искры (в несколько километров). Источником молнии является грозовое облако, несущее в себе скопление объемных положительных и отрицательных зарядов. Образование таких объемных зарядов различной полярности в облаке (поляризация облака) связано с конденсацией, вследствие охлаждения водяных паров восходящих потоков теплого воздуха на положительных и отрицательных капельках влаги в облаке под действием интенсивных восходящих воздушных потоков. Картина формирования МЭМП грозы изображена на рисунке 3.29.

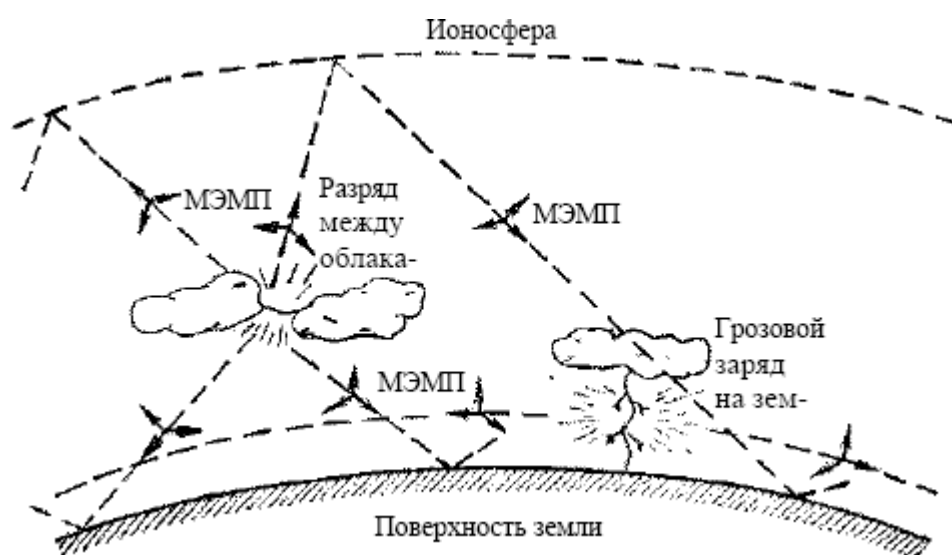


Рисунок 3.29 – Картина формирования МЭМП грозы [3]

В природе различают три основных типа грозовых разрядов:

1. Линейная молния является самым распространенным источником МЭМП. Она имеет вид узкой полосы между облаком и землей, между облаками или между отдельными скоплениями объемных зарядов внутри облака.

2. Шаровая молния – ярко светящийся, подвижный, выпуклый, относительно устойчивый сгусток плазмы, возникающий и исчезающий по мало изученным в настоящее время причинам.

3. Тихие разряды – корона, возникающая в местах резкой неоднородности напряженности электрического поля на выступающих заземленных предметах в предгрозовой период и во время грозы.

Механизм образования линейной молнии связан с постепенным накоплением разнополярных электрических зарядов на верхней и нижней частях облака и образованием вокруг него электрического поля возрастающей напряженности. Когда градиент потенциала в какой-либо точке облака достигает критического для воздуха значения (при нормальном атмосферном давлении около $3 \cdot 10^6$ В/м), в этом месте возникает молния. Разрядный ток молнии представляет собой импульс с быстрым нарастанием тока от нуля до максимума (фронт волны) и сравнительно медленным спадом (хвост волны).

Грозовое электрическое поле упрощенно можно представить в виде статического поля и поля излучения, состоящего из индукционной и радиационной составляющих.

При изменении расстояния статическая составляющая изменяется обратно пропорционально кубу расстояния, а составляющие поля излучения – обратно квадрату расстояния (индукционная) и линейно – обратно расстоянию (радиационная). Поэтому при расстоянии до молнии ближе 20...30 км преобладает статическая составляющая, а при больших расстояниях (100 км и более) – в основном поле излучения.

Мерой защиты служит исключение влияния статического заряда. Для этого достаточно поставить резистор для стекания токов параллельно входу приемника или еще лучше дроссель. Причем величину индуктивности дросселя необходимо выбирать минимально возможной (для обеспечения стекания наведенных токов, имеющих максимальную скорость нарастания), но достаточную для прохождения контролируемых сигналов.

Поле излучения в наиболее простом случае можно представить в виде короткого радиоимпульса. За счет малой длительности такого импульса (30...150 мс), спектр такого излучения очень широк.

Основной метод защиты от статических зарядов обеспечение отвода статического электричества с помощью заземления экрана и установки на обоих концах кабеля разрядников. Наиболее подвержены влиянию статических зарядов воздушные линии.

Основной метод защиты от импульсов высокого напряжения, которые возникают от поля, порожденного грозовыми разрядами – экранирование, установка на концах кабеля устройств защиты, выравнивающих потенциалы.

Основной метод защиты от бросков напряжения питающей сети – это повышение надежности штатных источников питания, применение источни-

ков бесперебойного питания и устройств защиты от повышения напряжения в сети.

Методы защиты от изменения потенциала заземляющих устройств, возникающего при близком разряде молнии в поверхность земли, подразделяются на конструкционные, структурно-функциональные, схемотехнические.

Конструкционные способы защиты включают в себя: рациональное расположение и монтаж компонентов, экранирование, заземление и др.

Группа структурно-функциональных методов включает в себя: рациональный выбор принципа действия оборудования, выбор используемых стандартов передачи сигналов и др.

Схемотехнические методы включают в себя пассивную и активную защиту. Наиболее эффективным средством защиты оборудования от воздействия импульсных МЭМП является активная защита.

Основным элементом схем активной защиты являются разрядники, металло-окисные варисторы, TVS-тиристоры (transient voltage suppressor) и TVS-диоды, называемые в отечественной литературе «супрессорами», «полупроводниковыми ограничителями напряжения» (ПОН) или «диодами для подавления переходных наводок» (ППН).

Грозозащита локальных компьютерных сетей – это обеспечение стойкости сетевого оборудования к различным внешним воздействиям. Грозовой разряд действует как мощный радиопередатчик, порождающий сильное электромагнитное излучение. Трансформаторная развязка устройств от информационных линий, выполненных витой парой, нередко оказывается бессильной. Помеха огромной мощности проходит через развязывающий трансформатор, не разрушая его, но повреждая электронику.

Длительность таких импульсов может составлять 1...500 мкс и более, а напряжение – от сотен до десятков киловольт. Основными видами воздействий грозовых импульсов на сетевое оборудование локальных сетей являются:

- электростатическое – связано с влиянием электростатических полей предгрозового периода и незавершенного облачного грозового разряда;
- электромагнитное – связано с индукционным влиянием канала молнии на сетевые кабели при расстояниях, соизмеримых с длиной канала;
- гальваническое – связано с растеканием в земле токов молнии и частичным их ответвлением в цепи локальных сетей через систему заземления;
- ток молнии – связано с прямым попаданием молнии в кабель.

Стопроцентной защиты от подобного рода воздействий не существует. Неплохо использовать переход на оптоволоконные кабели, отказ от открытых линий, экранирование кабельной системы, но порой все это оказывается недоступно для мелких и средних сетей вследствие высокой стоимости и сложности монтажа.

Антенны, замкнутые по постоянному току при подключении коротким кабелем, не требуют грозозащиты.

Для защиты антенных кабелей снижения от грозовых разрядов и электромагнитных импульсов ядерного взрыва применяют так называемые устройства грозозащиты (УГЗ). Волновое сопротивление УГЗ является стандартным (50 или 75 Ом). В частотном диапазоне существуют два больших класса УГЗ: широкодиапазонные (обычно газоразрядные) и настроенные на определенный диапазон режекторные фильтры. По окончании МЭМП УГЗ должно выключиться, а не оставаться в режиме разряда под действием рабочей ВЧ энергии. Для этого напряжение срабатывания УГЗ не должно быть очень низким.

Газоразрядные УГЗ используются при достижении напряжения в линии порогового значения. В газоразрядной трубке возникает разряд, и центральный проводник оказывается короткозамкнутым на землю. Четвертьволновые режекторные УГЗ относятся к устройствам со связью по постоянному току. Однако в отличие от вседиапазонных, настроенных на определенное напряжение срабатывания газоразрядных УГЗ, это фильтры, настроенные на определенный диапазон частот. Заземленная согласованная четвертьволновая секция этих устройств имеет низкое проходное сопротивление центрального проводника для рабочего диапазона частот и низкое сопротивление на землю для всех остальных частот.

Антенны являются устройствами, настроенными на свою рабочую частоту. Четвертьволновый фильтр НЧ энергию разряда направляет на землю, а весь полезный сигнал и очень малая часть энергии разряда идут на вход аппаратуры. Выпускаются УГЗ других типов, в частности на лавинно-пролетных диодах и комплексные системы грозозащиты с использованием УГЗ разных типов.

Некоторые фирмы выпускают фильтры ВЧ, так называемые микроволновые фильтры, работающие в широких диапазонах частот (начиная с 800 МГц) с низким коэффициентом стоячей волны (КСВ) и низкими потерями. Поскольку они не обладают проводимостью по постоянному току, то практически не пропускают энергию грозового разряда на вход аппаратуры.

Для защиты источников питания от коротких всплесков напряжения в сети 220 В применяют устройство, схема которого показана на рисунке 3.30.

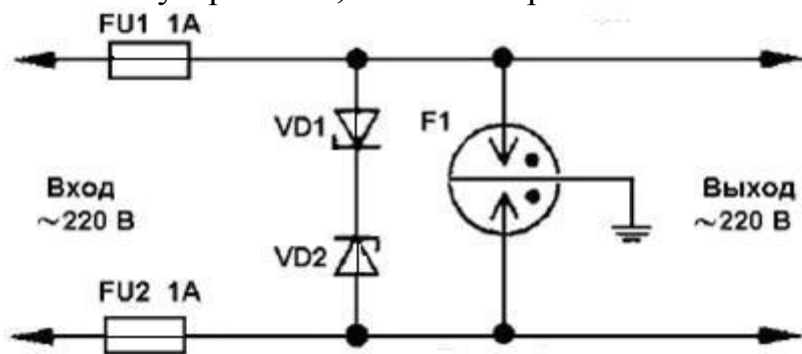


Рисунок 3.30 – Схема защиты источников питания

В системах заземления, рассмотренных в разделе 3.4, в качестве естественных заземлений рекомендуется использовать: проложенные в земле водопроводные и другие металлические трубопроводы, за исключением трубопроводов горючих жидкостей, горючих и взрывчатых газов и смесей, канализации и центрального отопления; обсадные трубы скважин: металлические и железобетонные конструкции зданий и сооружений, находящиеся в соприкосновении с землей; металлические шунты гидротехнических сооружений, водоводы, затворы и т.п.; свинцовые оболочки кабелей, проложенных в земле; рельсовые пути магистральных неэлектрифицированных железных дорог и подъездные пути при наличии преднамеренного устройства перемычек между рельсами. Алюминиевые оболочки кабелей не допускается использовать в качестве естественных заземлителей [3].

3.5.2 Электромагнитная обстановка вблизи высоковольтных линий передачи, вблизи железнодорожной контактной сети и вблизи высоковольтных установок

Наиболее распространенными источниками мощных промышленных помех являются высоковольтные линии электропередач (ЛЭП) с напряжением 35...800 кВ. Чаще всего ЛЭП выполнены как воздушные линии с оголенными проводами, подвешенными на изоляторах и смонтированными на опорах. Высоковольтные ЛЭП, находясь в рабочих и аварийных режимах, являются источниками МЭМП. Существенное влияние на работу РЭС в диапазоне частот 0.3...150 Гц и выше также оказывают ЛЭП постоянного тока из-за наличия в них пульсаций. Рабочее напряжение таких ЛЭП между проводами может быть 400 кВ и выше, гармоники напряжения в них имеют амплитуду несколько киловольт и могут стать причиной возникновения МЭМП.

При воздействии на ЛЭП грозовых разрядов вдоль линии со скоростью света и малым искажением и затуханием распространяются электромагнитные волны, которые являются источниками МЭМП даже в тех районах, которые удалены от места воздействия внешних ЭДС (например, молний).

Наиболее неблагоприятным в смысле электромагнитного воздействия ЛЭП является ее однофазное короткое замыкание (КЗ). Напряженность магнитного поля $H(t)$, возникающая при КЗ ЛЭП, пропорциональна току КЗ $I_{КЗ}$ (имеющему обычно значения в диапазоне 40...100 А), и аналитически определяется как:

$$H(t) = \frac{I_{КЗ} \left[\exp\left(-\frac{t}{T_C}\right) - \cos \omega t \right]}{2\pi r}, \quad (3.59)$$

где T_C – постоянная времени сети, принимающая значения от 0.05 до 0.1 с; $f = 50$ Гц; r – расстояние от ЛЭП до точки наблюдения, м. Из-за довольно низкой частоты магнитное поле будет почти беспрепятственно проникать в

землю на большую глубину. Так как ЛЭП оборудованы быстродействующей защитой, время срабатывания которой составляет около 0.07...0.1 с, то это время и должно быть принято за время воздействия магнитного поля помехи на РЭС при КЗ ЛЭП [3]. Близкой по своим помехосоздающим свойствам к ЛЭП является контактная сеть (КС) железных дорог. В нашей стране электрифицированные железные дороги работают на постоянном и на однофазном переменном токе промышленной частоты. В зависимости от назначения для электрификации железных дорог постоянным током применяют напряжение 600...800 В для городского транспорта (трамвай, метрополитен) и 3300 В для магистральных железных дорог. При электрификации железных дорог переменным током напряжение КС составляет 25 кВ.

Особую опасность для РЭС представляет КС в аварийных режимах и в рабочих режимах при питании движущихся нагрузок (электровозов). На характер переходного процесса в КС основное влияние оказывает электродвигатель локомотива, характеристики которого в основном и определяют форму тока КС. В случае магнитного воздействия напряженность поля на расстоянии r от контактного провода в наихудшем режиме КЗ контактной сети постоянного тока определяется в соответствии с законом полного тока:

$$H \ t = \frac{I_{\text{КЗ}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_c}\right) \right]}{2\pi r}. \quad (3.60)$$

Вектор напряженности магнитного поля имеет ту же ориентацию в окружающем провод пространстве, что и при КЗ ЛЭП. Процесс протекания тока короткого замыкания по КС, так же как и в ЛЭП, ограничен во времени срабатыванием защиты [3].

Источниками электромагнитных излучений высоковольтных установок могут быть:

- частичные разряды в источниках высокого напряжения (испытательных трансформаторах, каскадах трансформаторов или каскадах выпрямителей), как правило, проявляющиеся в виде короны и практически не устранимые при рабочих напряжениях высоковольтных устройств свыше 10^6 В;

- собственные колебания в высоковольтных установках в рабочих режимах с частотой 3...4 МГц и амплитудой токов до нескольких десятков килоампер, которые возникают из-за больших размеров и наличия сосредоточенных и распределенных элементов, образующих колебательные контуры, возбуждающиеся при резком изменении в них напряжений;

- основной разрядный контур, особенно в режиме КЗ, низкоомной нагрузки или разрядного промежутка.

Для определения характеристик ЭМО, создаваемой высоковольтными установками, выберем два наиболее типичных их вида – установка высокого напряжения и установка больших токов.

При излучении высоковольтной установки напряженность вертикальной составляющей электрического поля над поверхностью земли равна

$$E = \frac{UCF\left(\frac{h}{r}\right)}{2\pi\epsilon r^2}, \quad (3.61)$$

где C – емкость высоковольтной части установки по отношению к земле [Ф];
 U – рабочее напряжение установки [В]; $F\left(\frac{h}{r}\right)$ – функция, характеризующая изменение вертикальной составляющей напряженности электрического поля в зависимости от соотношения h/r (рисунок 3.31).

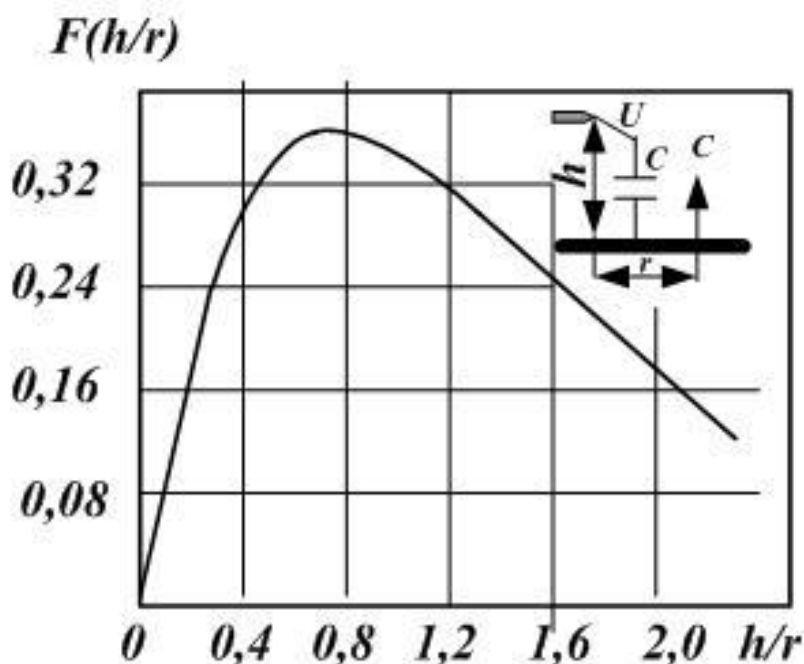


Рисунок 3.31 – Зависимость функции изменения вертикальной составляющей напряженности электрического поля от соотношения h/r

В том случае, когда источник больших токов нагружен на разрядный контур в виде большого витка, напряженность магнитного поля на его оси

$$H = \frac{I \cdot F\left(\frac{r}{R}\right)}{2R}, \quad (3.62)$$

где I – ток в разрядном контуре [А]; R – эквивалентный радиус разрядного контура [м]; $F\left(\frac{r}{R}\right)$ – функция ослабления напряженности магнитного поля по оси витка с током при удалении от его центра (рисунок 3.32). Выражения (3.61) и (3.62) с некоторым приближением описывают ЭМО в окружающем высоковольтные установки пространстве [3].

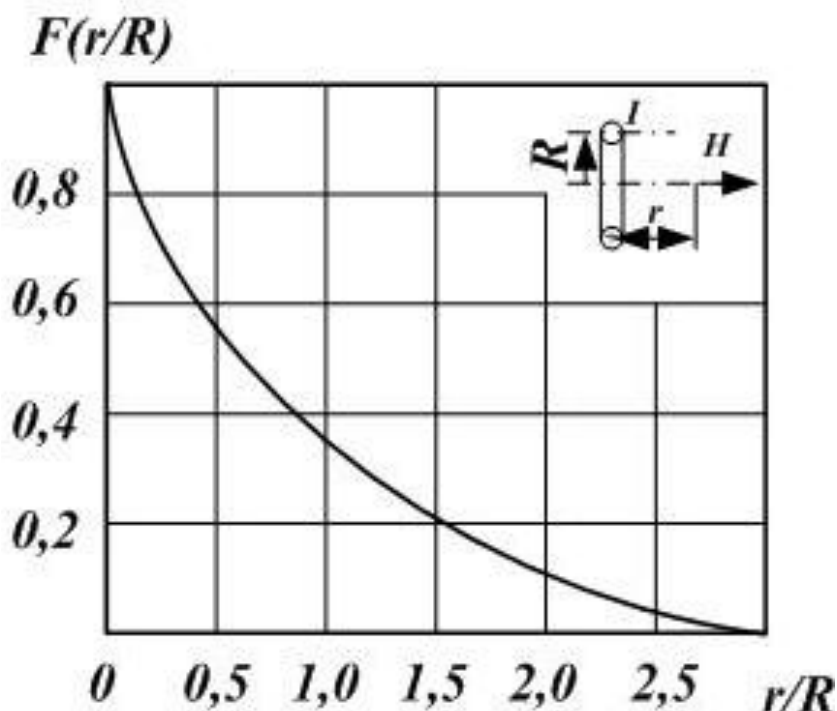


Рисунок 3.32 – Зависимость функции ослабления напряженности магнитного поля по оси витка с током при удалении от его центра

3.6 Обеспечение ЭМС РЭС на основе пространственных и временных факторов

К числу мер, основанных на использовании пространственных факторов, относятся разнос в пространстве РЭС и направлений их преимущественного излучения, а также различные способы ограничения излучений в определенных телесных углах, приёма сигналов с некоторых направлений и использования различий в поляризационной структуре сигналов.

Пространственный разнос РЭС состоит в таком взаимном удалении двух РЭС $r > r_K$, при котором создаваемые ими друг другу помехи являются, по крайней мере, допустимыми. Минимально допустимое расстояние r_K , отвечающее этому условию, часто называют координационным. Расчет его для двух средств основан на анализе мощностей сигналов и помех, действующих в этой паре РЭС.

Исходя из мощностей полезных P_{C1} и P_{C2} и мешающих сигналов – $P_{П1}$ и $P_{П2}$ и допустимых отношений сигнал-помеха $(P_C/P_{П})_{1\text{доп}}$, $(P_C/P_{П})_{2\text{доп}}$, можно определить допустимый уровень помех для каждого средства:

$$P_{П1} = P_{ПРД2} - L'_{12} - L''_{12} \quad r \leq P_{C1} - \left(\frac{P_C}{P_{П1}} \right)_{1\text{доп}}, \quad (3.63)$$

$$P_{П2} = P_{ПРД1} - L'_{21} - L''_{21} \quad r \leq P_{C2} - \left(\frac{P_C}{P_{П2}} \right)_{2\text{доп}},$$

где $P_{\text{ПРД1,2}}$ – мощности передатчиков; L'_{12} , L'_{21} – ослабления помех на пути распространения, обусловленные всеми факторами, кроме расстояния; $L''_{12} r$, $L''_{21} r$ – составляющие суммарного ослабления, зависящие от расстояния. Все эти величины выражены в децибелах.

Из (3.63) следует, что

$$\begin{aligned} L''_{12} r &\geq -P_{C1} + \left(\frac{P_C}{P_{\text{РП}}} \right)_{1\text{ДОП}} + P_{\text{ПРД2}} - L'_{12}, \\ L''_{21} r &\leq -P_{C2} + \left(\frac{P_C}{P_{\text{РП}}} \right)_{2\text{ДОП}} + P_{\text{ПРД1}} - L'_{21}. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Используя сведения о распространении радиоволн на рассматриваемой трассе, по известным $L''_{12} r$ и $L''_{21} r$ находят допустимые расстояния r_{12} и r_{21} . Наибольшее из них и является искомым координационным расстоянием [5]:

$$r_K = \max(r_{12}, r_{21}). \quad (3.65)$$

При территориальном размещении группы РЭС следует брать пространственные координаты каждого РЭС в пределах заданной части пространства таким образом, чтобы обеспечить минимально возможный или хотя бы допустимый уровень помех, создаваемых РЭС друг другу.

Рассмотрим простейшую задачу допустимого размещения группы из N средств на плоскости. Пусть r_{ijK} – координационные расстояния ij -ой пары средств. Расположим значения r_{ijK} в порядке убывания и выберем три таких средства, для которых требуются наибольшие координационные расстояния. Разместим одно из них в начале координат, координаты других двух определяются элементарным геометрическим построением. Для этого проводим окружность с радиусом r_{12K} и на ней в произвольной точке располагаем второе средство. Затем проводим окружности с радиусами r_{23K} и r_{13K} с центрами в точках расположения первого и второго РЭС. Если эти окружности не пересекаются, место расположения третьего РЭС назначается на прямой, соединяющей точки 1 и 2 между соответствующими окружностями, если они пересекаются – в точке пересечения (рисунок 3.33). Далее выбираем местоположение следующего средства в соответствии с убыванием r_{ijK} , например четвертого.

Проводим окружности с радиусами r_{14K} , r_{24K} , r_{34K} ; четвертое средство не может располагаться внутри очерченных окружностей. Выберем для него точку, ближайшую к тому РЭС, для которого координационные расстояния с рассматриваемым средством минимально (рисунок 3.33). Аналогично определяем положение остальных средств. Описанный прием позволяет очень просто решить задачу территориального размещения, которое, однако, не является оптимальным. Заметим, что при таком подходе средства группируются по признаку подверженности помехам: слабо влияющие друг на друга средства автоматически собираются в группы. Задачи оптимизации взаимного

расположения группы из N средств на ограниченной территории рассмотрены в [5].

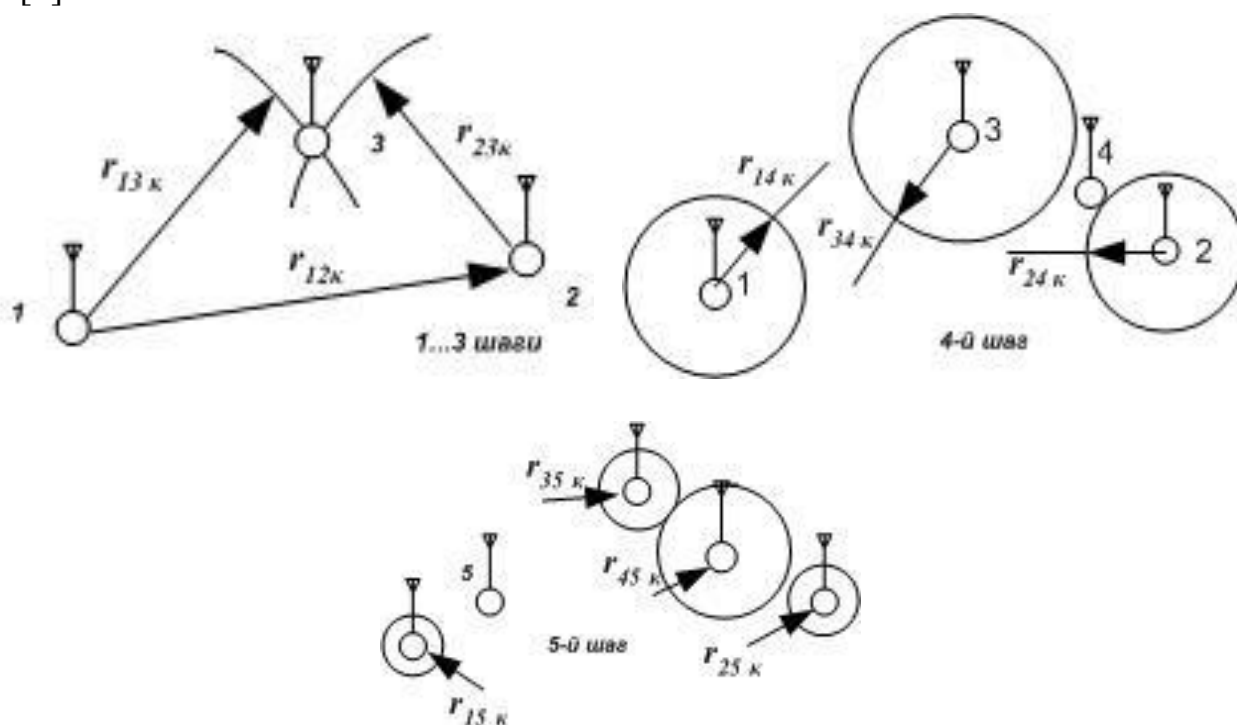


Рисунок 3.33 – Схема определения местоположения РЭС [5]

Разнос в пространстве направлений преимущественного излучения необходим для радиосредств стационарных (фиксированных на местности) радиослужб, обеспечивающих излучение и прием в пределах ограниченного телесного угла. Поскольку наибольший уровень помех наблюдается в том случае, когда приемная и передающая антенны ориентированы друг на друга главными лепестками диаграмм направленности, целью указанного разноса направлений является исключение такой ситуации. Для этого возможное угловое сближение главных лепестков диаграмм направленности антенн взаимодействующих средств ограничивают допустимым значением φ_k так, чтобы $\varphi \geq \varphi_k$ (рисунок 3.34). Величина φ_k может быть найдена так же, как и координационное расстояние.

Ограничение излучения и приема в определенных секторах углов преследует те же цели, что и описанный разнос направлений излучения. Суть его состоит в такой организации работы, при которой отсутствует излучение (прием) в направлениях на рецепторы (источники). Поясним содержание этой меры на примере корабельной РЛС, работающей в режиме кругового обзора по азимуту. При вращении ее антенны последовательно отражаются различные объекты – как те, облучение которых необходимо, так и приемные антенны различных средств, находящиеся на соседних кораблях. В ряде случаев нет необходимости в наблюдении отражений сигналов от этих кораблей, и интенсивное облучение вызывает лишь создание помех расположенным на них средствам. Для исключения помех можно организовать работу корабельной РЛС таким образом, что ее излучение (или излучение и прием) прекраща-

ется во время прохождения главным лепестком диаграммы направленности тех направлений, которые соответствуют расположению рецепторов. Этот прием получил название **секторного бланкирования**.

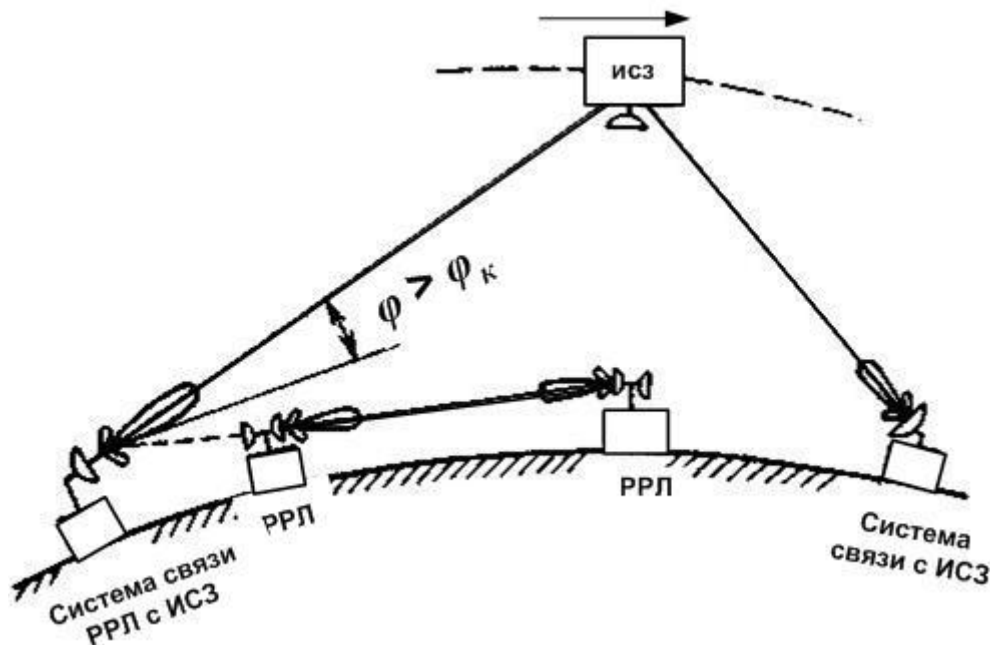


Рисунок 3.34 – Схема углового разноса системы связи с искусственного спутника Земли (ИСЗ) и радиорелейной линии (РРЛ) [5]

Примером ограничения приема в пределах определенного телесного угла может служить использование в связных и других радиосистемах антенн, диаграмма направленности которых имеет управляемый провал. Изменение углового положения этого провала позволяет ослабить излучение (или прием) в направлении на возможный рецептор (или с направления прихода помехи). Дальнейшим развитием этой идеи является применение адаптивных антенн, позволяющих автоматически обеспечить наилучшие условия приема полезного сигнала.

Использование поляризационных различий основано на применении для излучения и приема электромагнитных волн с ортогональной поляризацией (например, горизонтальной у одного средства и вертикальной у другого). В идеальном случае использование ортогонально-поляризованных волн даст бесконечно большую развязку в рассматриваемой паре. Однако, реально выигрыш редко оказывается больше 5...25 дБ из-за явления кросс-поляризации в антеннах, а также из-за искажения поляризационной структуры поля объектом, на котором установлены антенны, и изменения его ориентации в пространстве [5].

Использование **временного фактора** в основном сводится к сокращению времени излучения, временному бланкированию, временной синхронизации работы РЭС и временной регламентации.

Сокращение времени излучения позволяет улучшить условия совместной работы РЭС. В качестве примера можно привести порядок связи с мор-

скими судами. Превышение времени излучения береговыми станциями, а, следовательно, и неэффективное использование РЧР обусловлены задержкой вхождения в связь из-за отсутствия ожидания связи со стороны корабля. Для уменьшения времени излучения используют специальные радиоустройства, работающие в отдельном радиоканале (общем для группы судов) и осуществляющие автоматический вызов требуемого судна. К другим подобным мерам можно отнести прекращение излучения некоторых связных устройств во время пауз и т.д.

Методы временного бланкирования основаны на прекращении приема сигнала некоторыми РЭС на время действия мощной импульсной помехи. Это позволяет избежать перегрузки входных каскадов приемника и связанных с ней нелинейных явлений. Устройства временного бланкирования наиболее эффективны для приемников импульсных сигналов, а в ряде случаев они целесообразны и в приемниках непрерывных сигналов. Структурная схема простейшего устройства временного бланкирования приведена на рисунке 3.35. Информация о времени прихода помехи поступает по специальным каналам от источника помехи. При установке источника и рецептора на одном объекте она может передаваться по кабелю, а в некоторых случаях разнесенных средств поступать от специального приемника, настроенного на частоту помехи. Использование устройств бланкирования сопровождается и некоторыми издержками: полезные сигналы могут быть ими подавлены, если они появляются в моменты времени, когда прием отсутствует.

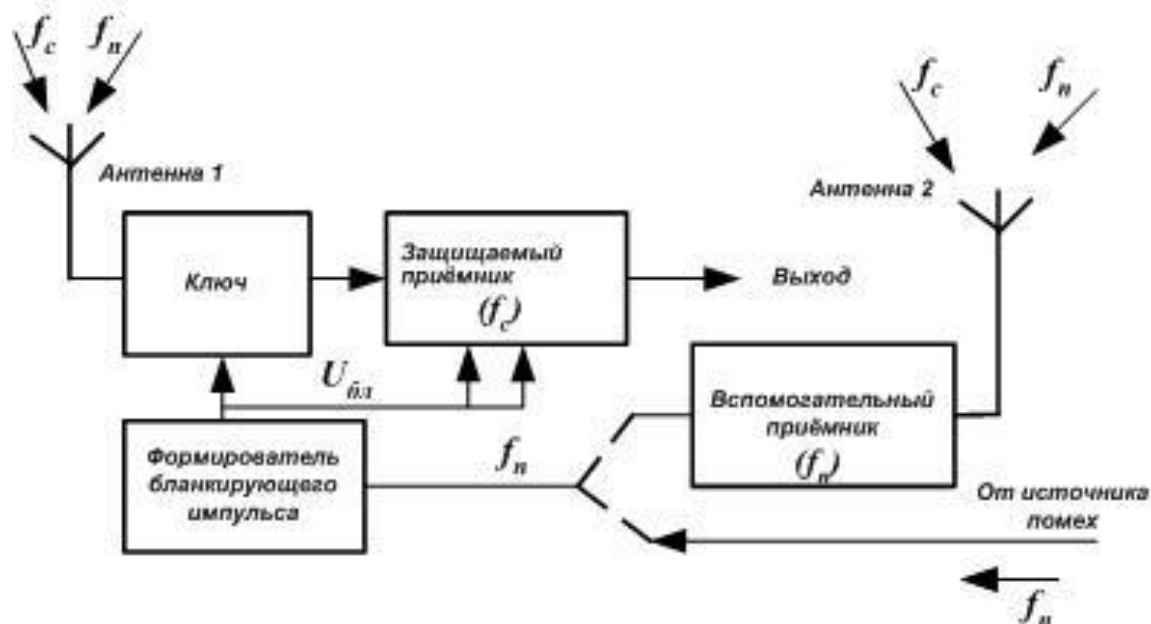


Рисунок 3.35 – Структурная схема устройства защиты приемника от импульсной помехи [5]

Совместная синхронизация импульсных РЭС заключается в согласовании периодов следования и начальных фаз излучаемых импульсов для группы РЭС и может осуществляться в различных вариантах. Так, если в группе близко расположенных РЛС все станции будут излучать одновременно, то

мощные мешающие сигналы будут поступать в приемник в то время, когда приемники еще закрыты устройствами защиты (от своего излучения), и прием помех, а также повреждение приемников мощной помехой, будут исключены. Для этого и используется временная синхронизация. При жесткой синхронизации устанавливается «ведущая» станция, задающая частоту следования импульсов и начальную фазу, и «ведомые», которые должны работать с этой же частотой следования или на ее субгармонике. Для средств, расположенных на одном объекте, сигнал синхронизации может передаваться по кабельной линии, для средств на нескольких объектах – по специальному радиоканалу.

В некоторых случаях можно реализовать временную синхронизацию без жесткого назначения «ведущего» средства. Включаемая в состав каждого средства аппаратура решает следующие задачи: прием и разделение по амплитуде и длительности сигналов соседних однотипных РЭС и выделение среди них колебания с наибольшим периодом повторения среди всех принятых помех от однотипных соседних РЭС. Эта выделенная частота, общая для всей группы, и используется для синхронизации. Так осуществляется автоматическое подразделение станций на «ведущие» и «ведомые», и вся группа начинает работать с одним и тем же периодом повторения. Сочетание временной синхронизации всей группы с бланкированием, в результате которого подавляются сигналы с отличающейся частотой следования, позволяет значительно ослабить нежелательные взаимодействия РЭС в группе.

Временной разнос импульсных радиосредств может успешно сочетаться с использованием различий в пространственном расположении. Рассмотрим пример осуществления такого рода синхронизации (метод «время - зона - система»). Пусть имеется группа подвижных радиолокационных средств (рисунок 3.36, а). Для исключения помех пространственная область разделяется на ряд зон, причем для работы в каждой зоне отведены определенные интервалы времени. Любая РЛС, находящаяся в пределах данной зоны, использует соответствующий ей временной интервал (рисунок 3.36, б). Помехи от РЛС соседних зон исключаются, так как они оказываются в других временных интервалах. Временной разнос в подобной системе можно реализовать не только с помощью специальных каналов синхронизации. Для временной привязки могут применяться высокостабильные атомные стандарты времени, которые вполне способны обеспечить требуемую временную привязку.

Временная регламентация – понятие, определяющее содержание мер ограничительного характера во временной области. В соответствии с установленными правилами эксплуатации в определенные моменты времени прекращается работа части средств, если их ЭМС с другими средствами не может быть обеспечена. Временная регламентация является крайней мерой, применяемой, когда исчерпаны другие возможности. Например, в США запрещается работа средств подвижной радиосвязи, расположенных в окрестности космодромов, во время подготовки старта и запуска пилотируемых космических кораблей.

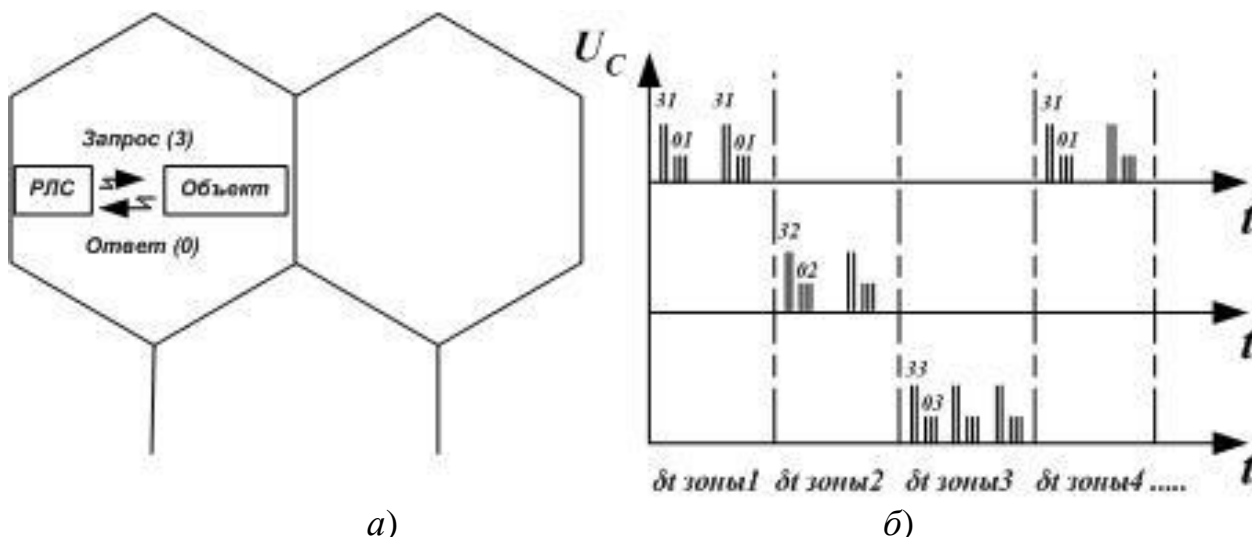


Рисунок 3.36 – Схема реализации (а) и временная диаграмма (б) радиосредств методом «время - зона - система» [5]

Адаптивные методы, использующие временные факторы, также основаны на методах временного бланкирования и синхронизации. Однако организация в этих случаях является гибкой, отслеживающей изменение окружающей электромагнитной обстановки. Например, бланкирование во время прихода импульса помехи можно выполнить только в том случае, если мощность помехи превышает определенный уровень, зависящий от уровня полезного сигнала [5].

3.7 Выбор мощностей передатчиков в группе радиоэлектронных средств

Меры, предусматривающие управление мощностями передатчиков, можно условно разделить на две группы: ограничение мощности радиопередатчиков определенного назначения и совместный выбор мощностей передатчиков в группе средств.

Ограничение мощности радиопередатчиков имеет целью снизить уровень помех, создаваемых соседними РЭС. В каждом случае можно определить такое значение мощности передатчика, при котором будет обеспечен прием сигналов с требуемой интенсивностью для всех приемников, расположенных в его зоне действия. Увеличение мощности передатчика сверх данного уровня нежелательно, поэтому мощность их ограничивают как по минимуму, определяемому исходя из требуемого качества передачи информации, так и по максимуму исходя из условия обеспечения минимума влияния НЭМП другим РЭС. Например, согласно рекомендации 857-1 МККР в полосах частот 5800...5850, 5850...5925, 5925...6425 и 7900...8100 МГц, используемых совместно системами связи через ИСЗ и РРЛ, следует ограничивать эффективно излучаемую мощность передатчика РРЛ значением 5 дБ·Вт при

отдаваемой в антенну мощности не выше 13 дБ·Вт. Под эффективно излучаемой мощностью понимается произведение мощности передатчика на коэффициент усиления антенны. Рекомендовано также ограничивать мощность земных станции связи с ИСЗ и плотность потока мощности, излучаемой спутниками связи. Ограничению подлежат также предельные значения мощностей передатчиков ряда других радиослужб: радиолюбительских, систем подвижной связи и т.д.

Увеличение мощности одного из передатчиков улучшает индивидуальные показатели радиолинии, состоящей из данного передатчика и приемника, предназначенного для приема его сообщений, но ведёт к росту помех другим средствам. С другой стороны, уменьшение мощности конкретного передатчика приводит к уменьшению отношения мощности сигнала P_C к суммарной мощности помех и шумов ($P_{РП} + P_{Ш}$), что ухудшает качество приёма. Поэтому выбор мощностей передатчиков в группе средств должен проводиться совместно, на основе анализа показателей группы средств.

Рассмотрим один из возможных путей решения этой задачи для группы связных средств. Допустим, что каждое из них имеет приемник и передатчик и что все параметры, кроме мощностей передатчиков, неизменны. Мощности полезного сигнала и помех, принятых каждым j -ым приемником:

$$P_{Cj} = P_{\text{ПРД}j} \cdot L_{jj}, \quad P_{\text{РП}j} = \sum_{i \neq j}^N P_{\text{ПРД}i} \cdot L_{ij}, \quad (3.66)$$

где $P_{\text{ПРД}i}$ ($i = 1, 2, \dots$) – мощность i -ого передатчика; L_{ij} – суммарное ослабление сигнала на пути распространения от i -ого источника до j -го рецептора.

Для функционирования каждой радиолинии с заданным качеством следует обеспечить требуемое превышение принятого сигнала над суммарной мощностью шумов и помех:

$$\frac{P_{\text{ПРД}j} L_{jj}}{P_{\text{Ш}j} + \sum_{i \neq j}^N P_{\text{ПРД}i} L_{ij}} \geq \xi_j = \left(\frac{P_C}{P_{\text{РП}} + P_{\text{Ш}}} \right)_{j\text{доп}}, \quad (3.67)$$

где ξ_j – допустимое отношение сигнал-помеха плюс шум – заданная величина для каждого РЭС; $P_{\text{Ш}j}$ – мощность шумов (внутренних и внешних, не связанных с работой передатчиков в группе), отнесенная ко входу j -ого устройства.

Допустимыми являются любые значения мощностей $P_{\text{ПРД}}^* = P_{\text{ПРД}1}^*, P_{\text{ПРД}2}^*, \dots$, при которых обеспечивается выполнение неравенств (3.67). Среди них следует найти такой набор $\tilde{P}_{\text{ПРД}}^*$, который соответствует минимальной суммарной излучаемой мощности. Указанный критерий целесообразен не только по техническим причинам, но и по соображениям минимизации уровня помех средствам, не входящим в рассматриваемую группу. Итак, требуется найти значения мощностей $\tilde{P}_{\text{ПРД}}^*$, обеспечивающих минимум целевой функции

$$Q = \sum_{i=1}^N P_{\text{ПРД}i} \quad (3.68)$$

при условии (3.67). Условие (3.67) можно преобразовать к виду:

$$L_{jj}P_{\text{ПРД}j} - \sum_{i \neq j} (L_{ij}\xi_j)P_{\text{ПРД}i} \geq P_{\text{Ш}j}\xi_j. \quad (3.69)$$

Иными словами, задача формулируется следующим образом: требуется найти минимум линейной функции (3.68)

$$Q \tilde{P}_{\text{ПРД}1}, \tilde{P}_{\text{ПРД}2}, \dots = \min P_{\text{ПРД}1}, P_{\text{ПРД}2}, \dots \quad (3.70)$$

при линейных ограничениях $P_{\text{ПРД}i} \geq 0$ и (3.69). Подобные задачи относятся к задачам линейного программирования. Их легко решить с помощью стандартных процедур, реализующих симплекс-метод.

Адаптивные меры также предполагают совместный выбор мощностей передатчиков с учетом окружающей электромагнитной обстановки. Они допускают регулировку мощностей в процессе работы для отслеживания за изменением текущей обстановки [5].

3.8 Общие сведения об обеспечении ЭМС спутниковых систем связи с наземными системами и космических служб между собой

В этом разделе даны общие сведения об обеспечении ЭМС наземных и космических радиослужб по материалам монографии [2], где эти вопросы обсуждены более глубоко.

Космические радиослужбы используют две полосы частот: одну ($f_{\text{КЗ}}$) для линии «Земля – Космос»; вторую ($f_{\text{ЗК}}$) для линии «Космос – Земля». Совместно с космическими радиослужбами обычно эти полосы частот используют наземные радиослужбы. Поэтому существуют четыре пути возникновения взаимных помех:

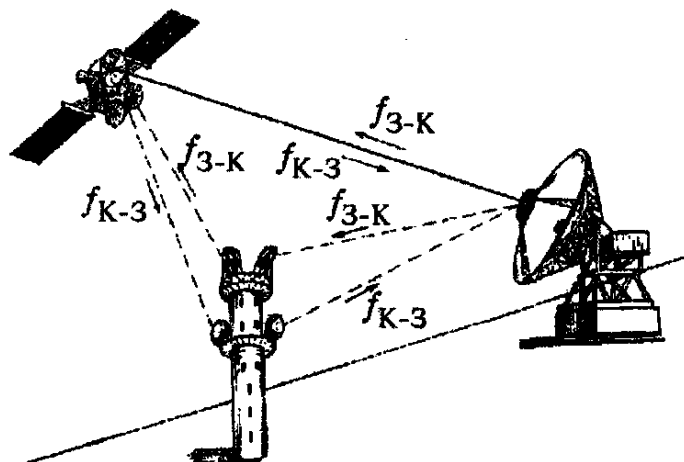
- передающие станции наземной службы создают помехи приемникам земных станций (ЗС) космической службы в полосе частот $f_{\text{КЗ}}$ (путь 1) и приемникам космических станций космической службы в полосе частот $f_{\text{ЗК}}$ (путь 2);

- передатчики космических станций космической службы создают помехи приемникам наземной службы в полосе частот $f_{\text{КЗ}}$ (путь 3);

- передатчики земных станций космической службы создают помехи приемным станциям наземной службы в полосе частот $f_{\text{ЗК}}$ (путь 4).

Пример возникновения взаимных помех для систем фиксированной службы (ФС) – радиорелейной линии связи и фиксированной спутниковой службы (ФСС), работающих в общих полосах частот, показан на рисунке 3.37. Системы фиксированной службы в отличие от систем ФСС используют одну полосу частот для двух направлений связи, так что в одной половине

полосы работают передатчики, а в другой приемники, чередуясь от станции к станции.



сплошной линией отмечены пути прохождения основных сигналов;
пунктиром отмечены пути прохождения помех

Рисунок 3.37 – Пути возникновения взаимных помех между системами ФС и ФСС [2]

При этом система ФСС может испытывать помехи на линиях «Земля – Космос» и «Космос – Земля» от двух радиорелейных систем, работающих в этих полосах частот, тогда как каждая радиорелейная система может испытывать помехи только от космической или только от земной станции ФСС.

Помехи от сигналов, излучаемых космической станцией, могут поступать к приемникам наземной сети телевизионного вещания, принимающим сигналы местной телевизионной передающей станции. Помехи от сигналов, излучаемых местной телевизионной передающей станцией, могут поступать к земным приемным установкам сети спутникового телевизионного вещания.

Между системами спутникового телевизионного вещания и наземными радиорелейными линиями связи также возможны два пути возникновения взаимных помех. Фидерные линии для радиовещательной спутниковой службы используют полосы частот, распределенные ФСС совместно с наземными фиксированной и подвижной службами.

Здесь также возможны два пути возникновения взаимных помех. Помехи от сигналов передающих фидерных линий ЗС поступают на приемники наземных радиорелейных линий, а помехи от передатчиков наземных радиорелейных систем – на приемники космических станций радиовещательной спутниковой службы. Все пути распространения вышеперечисленных помех на рисунке 3.38 показаны пунктирными линиями.

При работе в общих полосах частот нескольких космических радиослужб, использующих геостационарные спутники, также существует четыре пути возникновения взаимных помех. На рисунке 3.39 показаны два геостационарных спутника КС А и КС В, связанные с соответствующими земными

станциями ЗС A и ЗС B , входящими в сети систем A и B . Система A может создавать помехи системе B следующими путями.

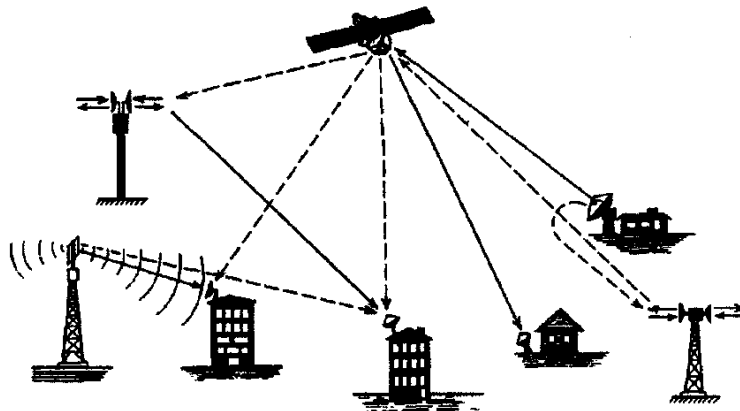


Рисунок 3.38 – Пути возникновения взаимных помех между системами радиовещательной спутниковой службы и наземными радиовещательной и фиксированными службами [2]

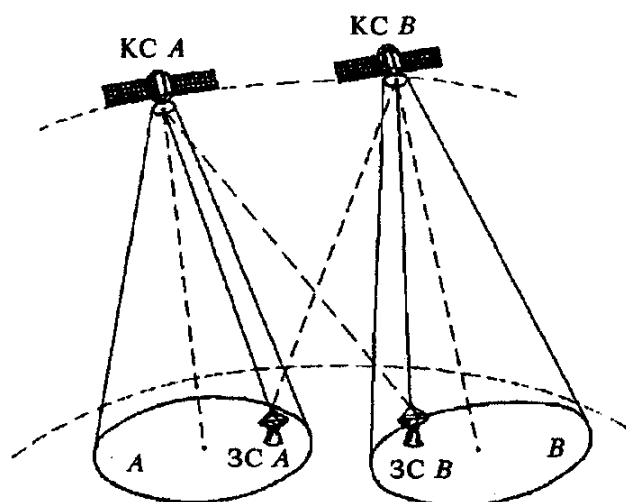


Рисунок 3.39 – Пути возникновения взаимных помех между сетями космической службы [2]

Сигналы, излучаемые антенной спутника КС A на частотах полосы $f_{кз}$, могут поступать на приемник ЗС B и создавать помехи полезным сигналам, принимаемым этой станцией от своего спутника КС B . Сигналы, излучаемые антенной ЗС A на частотах направления «Земля – Космос», могут приниматься приемником КС B и создавать помехи полезным сигналам, принимаемым этой станцией от своей ЗС B . Радиопередатчики системы B могут создавать помехи системе A совершенно аналогичными двумя путями [2].

4 ОПИСАНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ЭМС

4.1 Расчет и исследование активных фильтров Баттерворта

4.1.1 Цели работы

Цели работы таковы:

- ознакомить студентов с общими сведениями об устройствах фильтрации, используемых для улучшения характеристик электромагнитной совместимости РЭС;
- обучить студентов расчёту активных фильтров Баттерворта с использованием программы MathCAD 13;
- обучить студентов исследованию АЧХ рассчитанных фильтров в компьютерной системе схемотехнического моделирования Micro-CAP 8.

4.1.2 Связь работы с дисциплиной «Радиотехнические цепи и сигналы»

При изучении курса «Радиотехнические цепи и сигналы» студенты приобрели навык измерения АЧХ на макете активного фильтра с использованием стандартных измерительных приборов. Однако для сокращения времени проектирования фильтров работе на макетах должны предшествовать расчётные работы с использованием компьютерных программ, проверка расчётов в компьютерной системе схемотехнического моделирования Micro-CAP 8.0 (ССМ Micro-Cap 8), синтез схем активных фильтров с использованием компьютерных программ автоматизированного проектирования фильтров.

4.1.3 Общие сведения об активных резистивно-емкостных фильтрах

Преимуществами резистивно-емкостных фильтров (*RC*-фильтров) перед индуктивно-емкостными фильтрами являются малые размеры, простота изготовления и наладки, меньшая чувствительность к постоянным магнитным полям, возможность интегрального исполнения. Недостатком *RC*-фильтров является то, что из-за потерь в резистивных элементах, многие из них для получения желаемых характеристик должны применяться с усилителями. Однако в настоящее время созданы экономичные операционные усилители (ОУ) небольшой стоимости, с высоким коэффициентом усиления и малым дрейфом нуля.

В активных фильтрах к инвертирующему входу ОУ подключен простейший *RC*-фильтр соответствующего типа (нижних частот, верхних частот или полосовой фильтр). В этих и более сложных схемах с ОУ характеристики

обратной связи изменяются с частотой. Коэффициент передачи таких схем также будет изменяться с частотой. Если цепь обратной связи выполнить так, чтобы с изменением частоты изменялась фаза напряжения обратной связи, то при ее повороте на 180^0 по отношению к идеальной отрицательной связи, связь оказывается положительной. В зависимости от частоты меняется глубина положительной обратной связи. При увеличении этой глубины сначала наблюдается увеличение усиления, а затем и генерация. Таким образом, ОУ, охваченный обратной связью, выполняет функции, аналогичные функциям полосового фильтра с колебательным контуром. История развития теории активных RC -фильтров начинается с 1938 года, когда появилась работа Г.Г.Скотта «A new type of selective circuit and some applications». В ней впервые продемонстрированы возможности создания частотно-избирательной схемы без индуктивностей на базе элементов R , C и электронной лампы. Такие устройства широко начали применять с 50-х годов, когда в связи с успехами транзисторной техники активные RC -фильтры оказались конкурентоспособными с пассивными LC -фильтрами. Начиная с 60-х годов, основное внимание было уделено созданию практических схем (звеньев второго порядка), эквивалентных по своим характеристикам резонансным LC -фильтрам. Современные активные RC -фильтры имеют меньшие массу и габариты, чем пассивные LC -фильтры, и лучшие электрические характеристики. Важным их достоинством является возможность совмещения функций – фильтрация и усиление сигналов в диапазоне частот от долей герца до единиц мегагерц.

4.1.4 Расчёт активных фильтров

Схема активного фильтра нижних частот с многопетлевой обратной связью, подготовленная в системе схемотехнического моделирования Micro-Cap 8, а также АЧХ этой схемы, приведены на рисунке 4.1.

Соотношения, необходимые для расчета фильтра нижних частот [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad K_0 = H = -\frac{R_2}{R_1}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = \frac{R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{R_1} \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 R_3}}. \quad (4.1)$$

В выражениях (4.1) и далее для расчета АЧХ фильтров различных типов используются обозначения, введенные ранее в разделе 3.3.7 «Общие сведения о фильтрах» и проиллюстрированные на рисунке 3.15:

- f_0 – частота среза для фильтров нижних и верхних частот, лежащая на границе полос пропускания и непропускания, а для полосовых фильтров – средняя частота в полосе пропускания;

- K_0 – коэффициент передачи в полосе пропускания;

- n – наклон АЧХ в полосе ограничения;

- α - неравномерность АЧХ в полосе пропускания [9].

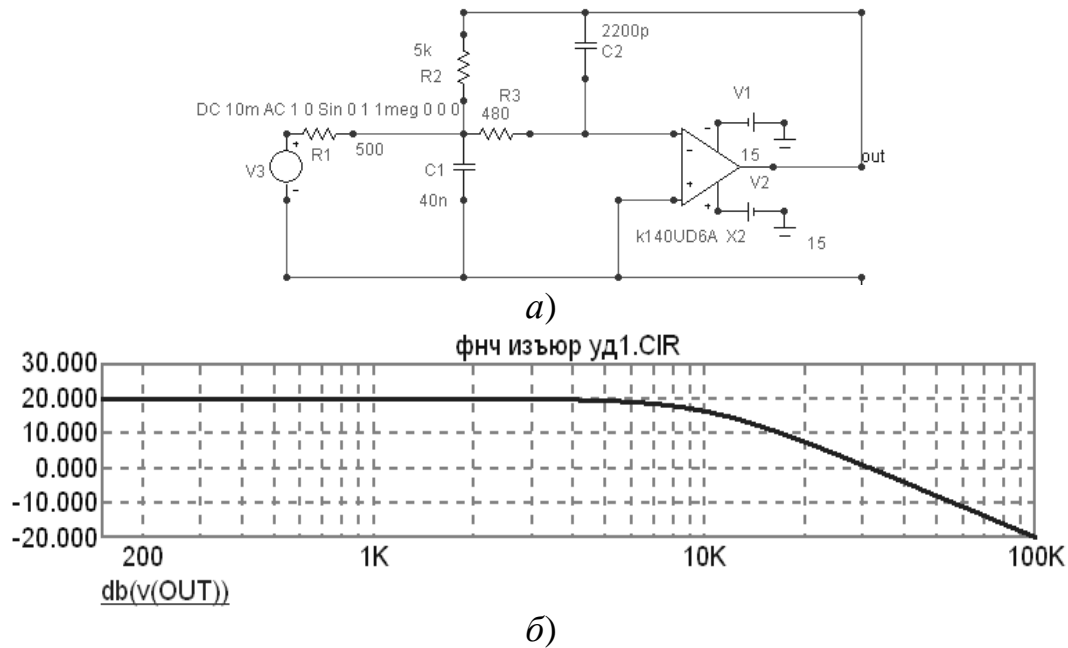


Рисунок 4.1 – Схема активного фильтра нижних частот с многопетлевой обратной связью второго порядка (а) и АЧХ фильтра с наклоном в полосе ограничения $n = 40$ дБ/дек (б)

В случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_2 = R_3 = R$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = H = -\frac{R}{R_1}, \quad \alpha = \frac{2R_1 + R}{R_1}. \quad (4.2)$$

В случае максимально плоской характеристики $\alpha = \sqrt{2}$. Однако для рассматриваемой схемы при $R_2 = R_3 = R$ можно получить $\alpha \geq \sqrt{2}$, а при $R_1 = R$ имеем $\alpha = 3$. При таких значениях α АЧХ фильтра не имеет подъемов на частотах, близких к f_0 . Значение $\alpha = \sqrt{2}$ можно получить лишь при $R_1 \neq R_2 \neq R_3$; чтобы каждый раз не решать довольно сложную систему алгебраических уравнений, можно привести ее решение в общем виде. Для получения значения $\alpha = \sqrt{2}$, задавшись значением емкости C_2 , находят вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_2$ и через него, а также через величины f_0 , α и H выражают величины остальных элементов схемы фильтра:

$$C_1 = \frac{4}{\alpha} H + 1 \frac{K}{2\pi f_0}, \quad R_1 = \frac{\alpha}{2HK}, \quad R_2 = \frac{\alpha}{2K}, \quad R_3 = \frac{\alpha}{2H + 1K}. \quad (4.3)$$

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рисунке 4.1, то получим активный фильтр верхних частот. Схема фильтра, подготовленная в Micro-Cap 8, а также его АЧХ приведены на рисунке 4.2.

Соотношения, необходимые для расчета такого фильтра [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 C_3 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = -\frac{C_1}{C_2}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = C_1 + C_2 + C_3 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 C_2 C_3}}. \quad (4.4)$$

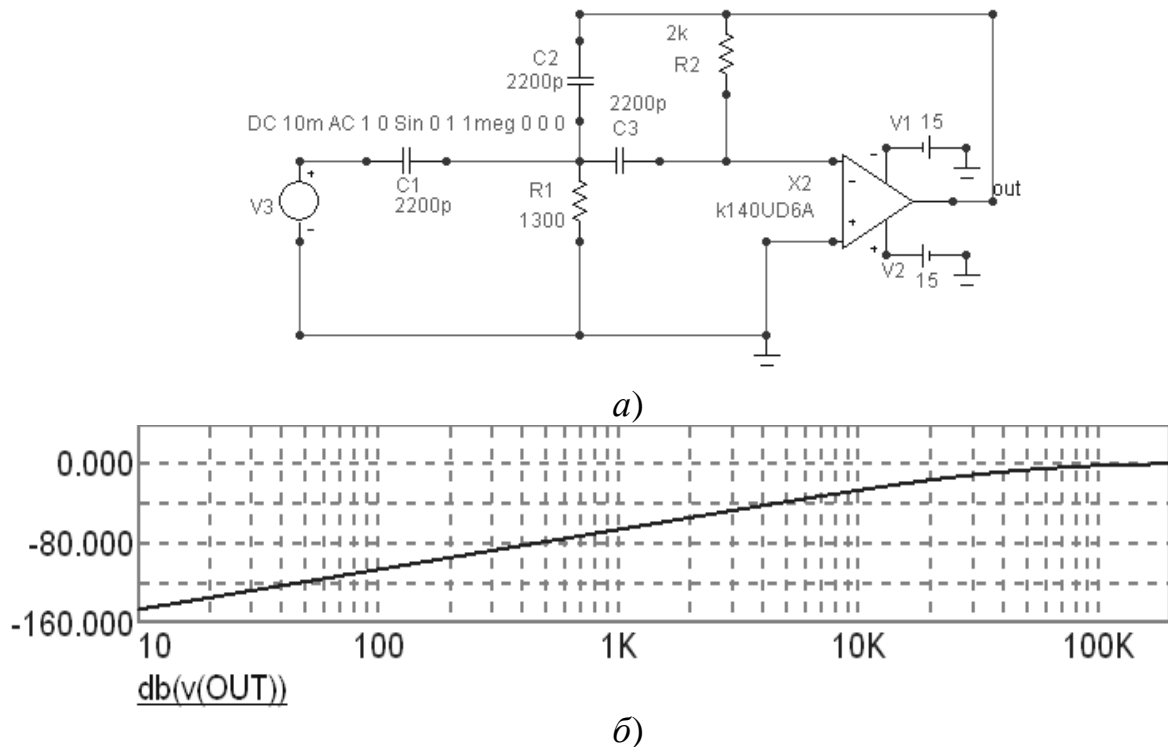


Рисунок 4.2 – Схема активного ФВЧ с многопетлевой обратной связью второго порядка с $n = 40$ дБ/дек (а) и АЧХ такого фильтра, полученная в Micro-CAP 8 (б)

В том случае, если $C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R$, получим

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = -\frac{C_1}{C}, \quad \alpha = 2 + \frac{C_1}{C}. \quad (4.5)$$

Для реализации максимально плоской характеристики ($\alpha = \sqrt{2}$) следует задаться значениями $C_1 = C_3 = C$, вычислить $K = 2\pi f_0 C$ и найти остальные элементы фильтра по следующим формулам:

$$C_2 = \frac{C}{H}, \quad R_1 = \frac{2}{K\left(2 + \frac{1}{H}\right)}, \quad R_2 = \frac{H\left(2 + \frac{1}{H}\right)}{\alpha K}. \quad (4.6)$$

Схема активного полосового фильтра с многопетлевой обратной связью, подготовленная в Micro-Cap 8, а также его АЧХ приведены на рисунке 4.3.

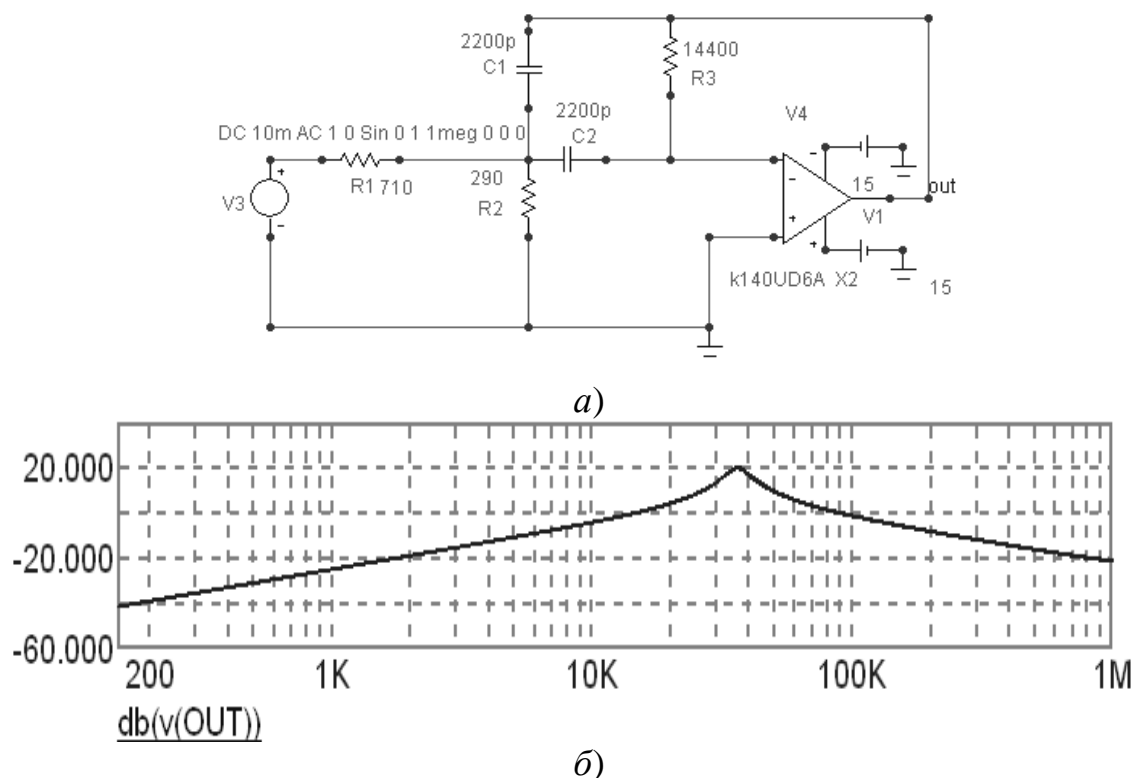


Рисунок 4.3 – Схема активного полосового фильтра с многопетлевой обратной связью второго порядка с $n = 40$ дБ/дек (а) и АЧХ такого фильтра (б)

Соотношения, необходимые для расчета такого фильтра [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = -\frac{R_3 C_2}{C_1 + C_2 R_1}, \quad (4.7)$$

$$Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}},$$

где Q – добротность фильтра.

В том случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_3 = R_1 \parallel R_2 = R$, имеем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = \frac{R}{2R_1}, \quad Q = \frac{1}{2}. \quad (4.8)$$

Отсюда ясно, что для получения больших величин добротности значения R_1 , R_2 , R_3 должны быть по возможности разнесены. Порядок расчета фильтра с заданной добротностью таков. Выбираем величину $C_1 = C_2 = C$, определяем коэффициент $K = 2\pi f_0 C$ и находим остальные элементы схемы по формулам:

$$R_1 = \frac{1}{HK}, \quad R_2 = \frac{1}{2Q - H/K}, \quad R_3 = \frac{2Q}{K}. \quad (4.9)$$

На рисунке 4.4 приведена схема активного фильтра НЧ на основе усилителя с конечным усилением, подготовленная в Micro-Cap 8. В качестве

усилителя с конечным усилением используют ОУ с отрицательной обратной связью на резисторах R_4 и R_3 .

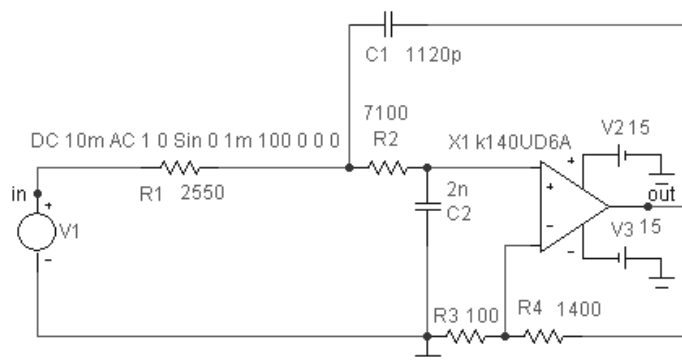


Рисунок 4.4 – Схема активного фильтра нижних частот на основе усилителя с конечным усилением, подготовленная в Micro-Cap 8

Соотношения, необходимые для расчета этого фильтра [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{R_4}{R_3}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = \left[\frac{C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2} (1 - \bar{K}) \right] \sqrt{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2}}.$$
(4.10)

Здесь \bar{K} – коэффициент усиления по инверсному входу. Если $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}, \quad \alpha = 3 - \bar{K}.$$
(4.11)

Видно, что в фильтре нижних частот по схеме, представленной на рисунке 4.4, при $R_1 = R_2 = R$ можно получить значение $\alpha = \sqrt{2}$, т.е. добиться максимально плоской характеристики. При $\bar{K} \rightarrow 3$ значение $\alpha \rightarrow 0$, т.е. усиление на частоте f_0 стремится к бесконечности и фильтр возбуждается. Последнее свойство является недостатком рассматриваемой схемы.

Рекомендуется следующий порядок расчёта с заданной величиной α . Выбираем значение C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем коэффициент $m = \frac{\alpha^2}{4} + \bar{K} - 1$ и находим остальные элементы схемы фильтра:

$$C_2 = \frac{mK}{2\pi f_0}, \quad R_1 = \frac{2}{\alpha K}, \quad R_3 = \frac{\alpha}{2mK}.$$
(4.12)

Сопротивления резисторов R_4 и R_3 выбирают из условий:

$$R_4 \parallel R_3 = R_1 + R_2 \text{ и } 1 + \frac{R_4}{R_3} = \bar{K}.$$

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рисунке 4.4, то получим активный ФВЧ, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.5.

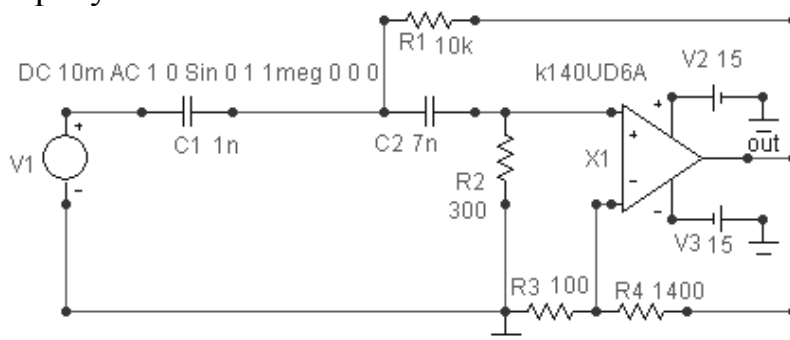


Рисунок 4.5 – Схема активного фильтра верхних частот на основе усилителя с конечным усилением, подготовленная в Micro-Cap 8

Необходимые соотношения для расчета этого фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{R_4}{R_3}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = \left[\frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2} + \frac{C_2}{R_1} \right] \sqrt{\frac{R_1 R_2}{C_1 C_2}} \quad (4.13)$$

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ получаем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}, \quad \alpha = 3 - \bar{K},$$

то есть такие же выражения, как и для фильтра нижних частот. Чтобы реализовать максимально плоскую характеристику ($\alpha = \sqrt{2}$), выбираем $C_1 = C_2 = C$, определяем величину $K = 2\pi f_0 C$ и находим параметры:

$$R_1 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8K - 1}}{4K}, \quad R_2 = \frac{4}{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8K - 1}} \frac{1}{K}. \quad (4.14)$$

Схема полосового фильтра на основе усилителя с конечным усилением, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.6.

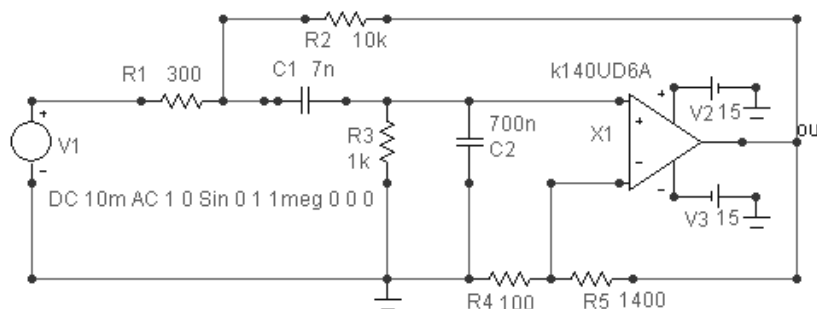


Рисунок 4.6 – Схема активного полосового фильтра на основе усилителя с конечным усилением, подготовленная в Micro-Cap 8

Необходимые соотношения для расчета этого фильтра [9]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = \frac{\bar{K} C_1}{R_1 \alpha}, \quad Q = \alpha^{-1} = \frac{1}{a}, \quad (4.15)$$

где $a = \frac{C_1}{R_3} + \frac{C_1 + C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} \cdot 1 - \bar{K}$.

Из последней формулы следует, что при $\alpha \rightarrow 0$ добротность полосового фильтра стремится к бесконечности, то есть очень сильно зависит от изменений коэффициента \bar{K} . Поэтому такая схема используется лишь для фильтров с небольшими значениями добротности $Q \approx 10 \dots 15$.

Рекомендуется следующий порядок расчета фильтра при заданной добротности. Выбираем величину C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем значения $C_2 = 0.5 C_1$, $R_1 = 2/K$, $R_2 = 2/(3K)$,

$$R_4 = 4/K \text{ и } \bar{K} = \frac{6.5 - \frac{1}{Q}}{3}.$$

До сих пор при рассмотрении активных фильтров считалось, что параметры ОУ не оказывают влияния на работу фильтра. В действительности при расчете схем фильтров следует учитывать конечные значения входного и выходного сопротивлений ОУ ($R_{\text{вх.оу}}$, $R_{\text{вых.оу}}$) и полосы пропускания ОУ. Так, номиналы резисторов в схемах фильтров должны удовлетворять очевидным неравенствам:

$$R_{\text{max}} \leq \frac{R_{\text{вх.оу}}}{10}, \quad R_{\text{min}} \geq 10 R_{\text{вых.оу}} \quad (4.16)$$

Номиналы емкостей, с одной стороны, должны быть значительно больше паразитных емкостей в схеме фильтра. С другой стороны, эти емкости не должны быть слишком большими, так как при этом увеличиваются габариты устройства и потери в конденсаторах. Для фильтров нижних частот частота единичного усиления ОУ должна удовлетворять неравенству:

$$f_{\tau \text{ оу}} \geq f_0 K_0; \quad (4.17)$$

для фильтров верхних частот неравенство оказывается еще более жестким:

$$f_{\tau \text{ оу}} \geq 100 f_0 K_0. \quad (4.18)$$

Для полосовых фильтров можно воспользоваться неравенством (4.17).

4.1.5 Лабораторное задание

Получить у преподавателя номер варианта задания. По заданным в таблице 4.1 параметрам АЧХ рассчитать параметры элементов схем активных фильтров Баттерворта:

а) с многопетлевой обратной связью:

- нижних частот, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.1;
 - верхних частот, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.2;
 - полосового фильтра, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.3;
- б) фильтров Баттерворта на основе усилителя с конечным усилением:
- нижних частот, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.4;
 - верхних частот, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.5;
 - полосового фильтра, схема которого, подготовленная в Micro-Cap 8, приведена на рисунке 4.6.

В расчётах нужно стремиться получить максимально возможную при заданных параметрах АЧХ плоскую характеристику с наклоном $n \approx -40$ дБ/дек.

Расчеты рекомендуется проводить с использованием программного комплекса математических расчетов MathCAD 13 [21]. В схемах следует заменить расчётные значения параметров элементов близкими по величине рекомендуемыми номинальными значениями элементов, выпускаемые промышленностью. Для этого используем таблицу 4.2.

Таблица 4.1 – Значения параметров АЧХ активных фильтров Баттерворта, необходимые для расчёта элементов схем

№ варианта	Частота среза f_0 в кГц	Коэффициент передачи K_0 в дБ		Добротность Q для полосового фильтра
		для ФНЧ и для полосового фильтра	для ФВЧ	
1	10	≥ 0	≥ -6	≥ 4
2	15	≥ 2	≥ -5	≥ 5
3	20	≥ 4	≥ -4	≥ 6
4	25	≥ 6	≥ -3	≥ 3
5	30	≥ 8	≥ -2	≥ 7
6	35	≥ 10	≥ 0	≥ 8
7	40	≥ 12	≥ -6	≥ 4
8	45	≥ 14	≥ -5	≥ 5
9	50	≥ 16	≥ -4	≥ 6
10	55	≥ 18	≥ -3	≥ 3
11	60	≥ 20	≥ -2	≥ 7

Окончание таблицы 4.1

№ варианта	Частота среза f_0 в кГц	Коэффициент передачи K_0 в дБ		Добротность Q для полосового фильтра
		для ФНЧ и для полосового фильтра	для ФВЧ	
12	65	≥ 22	≥ 0	≥ 8
13	70	≥ 0	≥ -6	≥ 4
14	80	≥ 2	≥ -5	≥ 5
15	90	≥ 4	≥ -4	≥ 6
16	100	≥ 6	≥ -3	≥ 3
17	110	≥ 8	≥ -2	≥ 7
18	120	≥ 10	≥ 0	≥ 8
19	130	≥ 12	≥ -6	≥ 4
20	140	≥ 14	≥ -5	≥ 5
21	150	≥ 16	≥ -4	≥ 6
22	160	≥ 18	≥ -3	≥ 3
23	170	≥ 20	≥ -2	≥ 7
24	180	≥ 22	≥ 0	≥ 8

Таблица 4.2 – Ряды номинальных значений параметров для различных допусков резисторов, конденсаторов и индуктивностей

Индекс ряда	Номинальные значения, умноженные на 1, 10, 10^2 , 10^3 , 10^6 , 10^{-3} , 10^{-6} и т.д.						Допуск на параметр элемента
	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8	
E6	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8	$\pm 20\%$
E12	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8	$\pm 10\%$
	1.2	1.8	2.7	3.9	5.6	8.2	
E24	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8	$\pm 5\%$
	1.1	1.6	2.4	3.6	5.1	7.5	
	1.2	1.8	2.7	3.9	5.6	8.2	
	1.3	2.0	3.0	4.3	6.2	9.1	

В программе схемотехнического моделирования Micro-CAP 8 собрать эти схемы. В качестве операционного усилителя использовать К140УД6А с

напряжениями питания +15 В и –15 В. Между входом фильтра и «землёй» включаем источник синусоидального напряжения 1 В, используя команду: *Components/Analog primitives/Waveform Sources/Sine Source*.

В программе схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 получить АЧХ собранных схем с использованием команды: *Analysis/AC/Run*.

4.1.6 Содержание отчета

Содержание отчета должно быть таково:

1. Цель работы.
2. Расчёты параметров элементов схем активных фильтров Баттерворта по методике, изложенной в разделе 4.1.4, с использованием программного комплекса математических расчетов MathCAD 13.
3. Построение схем разработанных активных фильтров Баттерворта и моделирование АЧХ этих фильтров в программе Micro-Cap 8.
4. Выводы по работе, в которых анализируются причины расхождений между заданными для расчётов значениями параметров АЧХ активных фильтров Баттерворта и значениями, полученными в Micro-Cap 8.

4.1.7 Перечень контрольных вопросов, которые могут быть заданы во время защиты отчета по работе

1. Какие устройства называют электрическими фильтрами?
2. Какими параметрами описывают АЧХ фильтров?
3. Где используют фильтры?
4. Как классифицируют электрические фильтры в зависимости от частоты пропускания?
5. Как классифицируют электрические фильтры в зависимости от особенностей реализации?
6. Как классифицируют электрические фильтры в зависимости от элементной базы?
7. Как классифицируют электрические фильтры в зависимости от функционального назначения?
8. В чём отличия АЧХ фильтров Чебышева и Баттерворта?
9. В чём преимущества резистивно-емкостных фильтров перед индуктивно-емкостными фильтрами?

Примечание: при ответах на вопросы следует использовать сведения, изложенные в разделах 3.3.7 и 4.1.3.

4.2 Синтез активных фильтров Баттерворта и Чебышева

4.2.1 Цель работы

Цель работы – в обучении студентов использованию модуля, предназначенного для синтеза фильтров, в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 применительно к активным фильтрам Баттерворта и Чебышева.

4.2.2 Методика использования модуля, предназначенного для синтеза фильтров

В системе схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 имеются программные модули автоматизированного проектирования (синтеза) фильтров. Рассмотрим методику [19, 20] использования такого модуля на примере синтеза схем активных фильтров Чебышева. После запуска Micro-Cap 8 выполним команду *Создание (Design* – здесь и далее в скобках указаны названия для англоязычной версии программы). В появившемся меню *Активные фильтры* и *Пассивные фильтры (Active Filters* и *Passive Filters)*, выбираем первый вариант – *Активные фильтры*.

В диалоговом окне *Active Filter Designer* (рисунок 4.7) в верхней левой части в группе *Тип (Type)* выбирается тип фильтра:

- *Низкий n (Low-Pass)* – низкочастотный фильтр;
- *высокий n (High-Pass)* – высокочастотный фильтр;
- *Полоса np (Bandpass)* – полосовой фильтр;
- *Метка (Notch)* – заграждающий фильтр.

В верхней правой части диалогового окна в группе *Ответ (Response)* выбирается тип аппроксимирующего полинома *Butterworth* или *Chebyshev*. В группе *Тип (Type)* показан схематичный рисунок, на котором для наглядности расставлены параметры, определяющие параметры АЧХ фильтра.

В группе *Спецификации (Specifications)* выбирается способ задания требований к проектируемому фильтру: *Способ '(Mode 1)* и *Способ : (Mode 2)*, а затем в строках ввода задаются необходимые параметры. При выборе варианта *Способ '(Mode 1)* график АЧХ фильтра в программе Micro-CAP 8 более наглядный. В группе *Спецификации (Specifications)* в строках ввода задаются следующие параметры:

- *Увеличение (Passband Gain)* – величина ослабления в дБ;
- *Неравномерность полосы (Passband Ripple (R))* – размах пульсаций в дБ;
- *Ослабл. полосы (Stopband Atten. (A))* – затухание в полосе задержания в дБ;
- *Полоса пропуск. (Fc) (Passband (Fc))* – полоса пропускания в Гц;

- Полоса затух. (F_s) (*Stopband (F_s)*) – полоса затухания в Гц.

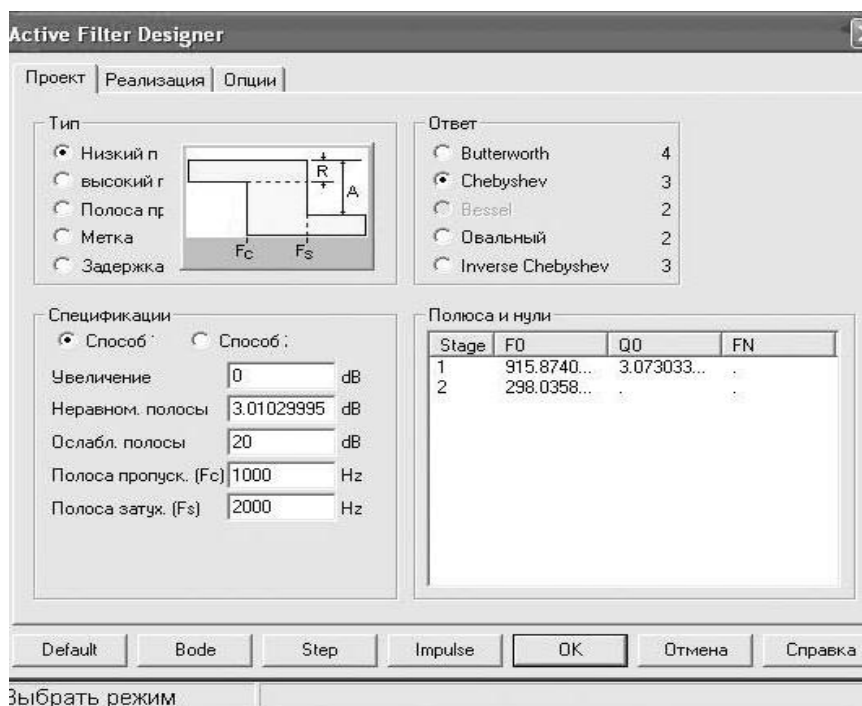


Рисунок 4.7 – Диалоговое окно *Active Filter Designer* для задания параметров активных фильтров (вариант выбора низкочастотного фильтра Чебышева)

При выборе в группе *Type* (Type) вариантов фильтров *Bandpass* или *Notch* в группе *Specifications* (Specifications) дополнительно появляется строка ввода *Center Freq.* – центральная частота. Численные значения параметров АЧХ в строках ввода имеются по умолчанию, но их можно менять.

В правом нижнем углу диалогового окна приведен список *Zeros and Poles*. В нем отображаются рассчитанные в оперативном режиме значения полюсов и нулей передаточной функции фильтра.

На вкладке *Implementation* (Реализация) диалогового окна *Active Filter Designer* можно задать дополнительно ряд параметров фильтра. Например, можно выбрать схемную реализацию или заменить модель идеального ОУ, заданную по умолчанию, на приемлемый тип реального ОУ, воспользовавшись строкой ввода *Opamp Model to Use*.

На вкладке *Options* (Options) диалогового окна *Active Filter Designer* можно настроить формат представления конечных результатов. Более подробные сведения о работе с диалоговым окном *Active Filter Designer* содержатся в пункте меню *Help* (Help).

Нажав на кнопку *Vode* в нижней части диалогового окна, получим АЧХ синтезированного фильтра (в нашем примере – фильтра Чебышева), которая будет представлена в окне *Vode Plot* (рисунок 4.8, а) в соответствии с заданными в группе *Specifications* параметрами. При нажатии на кнопку *Default* в

окне *Bode Plot* автоматически строится АЧХ фильтра Баттерворта (рисунок 4.8, б) со значениями по умолчанию. При нажатии на кнопку *Step* появляется окно *Step Response Plot*, на котором будет представлена переходная характеристика, то есть временная зависимость напряжения на выходе фильтра при подаче на его вход единичной функции («ступенька» амплитудой 1 В) (рисунок 4.9, а). При нажатии на кнопку *Impulse* появляется окно *Impulse Response Plot*, на котором будет представлена импульсная переходная характеристика, то есть временная зависимость напряжения на выходе фильтра при подаче на его вход дельта-функции (импульс с площадью, равной 1 В·с) (рисунок 4.9, б).

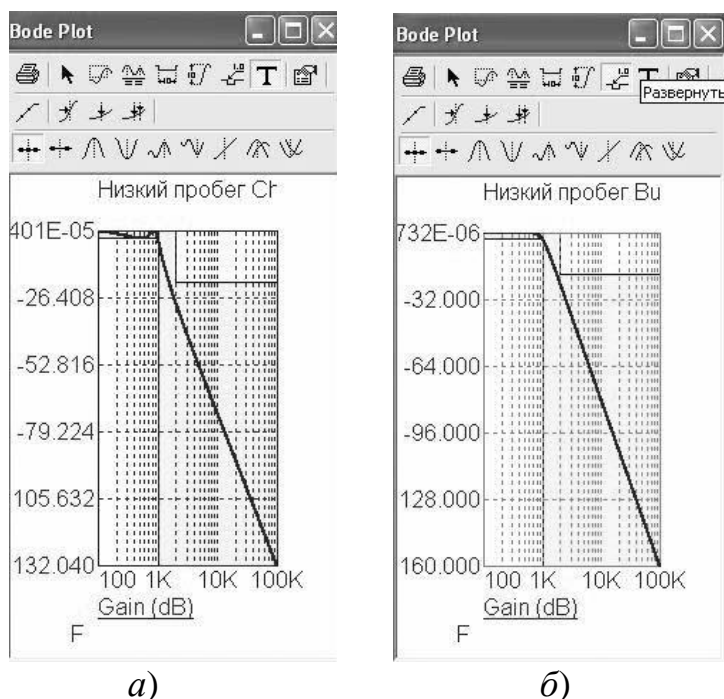


Рисунок 4.8 – АЧХ синтезированных фильтров Чебышева (а) и Баттерворта (б) в окне *Bode Plot*

Нажав на кнопку ОК в диалоговом окне *Active Filter Designer*, получим макромодель фильтра (рисунок 4.10) в виде условного графического обозначения *X1*, а также файл со схемой замещения макромодели. В нашем примере синтеза фильтра ФНЧ Чебышева система сгенерирует файл с названием *L_C_S_1000_2000.MAS*. В обозначении файла использованы начальные буквы слов: *Low*, *Chebyshev*, *Sallen*, а также значения частот среза (1000) и задержания (2000). Английское слово *Sallen* обозначает типовую схему фильтра Саллена-Ки (*Sallen-Key*). Напомним, что выбор типовой схемы происходит на вкладке *Implementation (Реализация)* диалогового окна *Active Filter Designer*.

Ко входу макромодели (рисунок 4.10) система Micro-CAP автоматически подключает через ключ два источника:

- V1 – источник единичной функции («ступенька» 1 В);
- V2 – источник дельта-функции (импульс величиной 10^9 В и длительностью 1 нс).

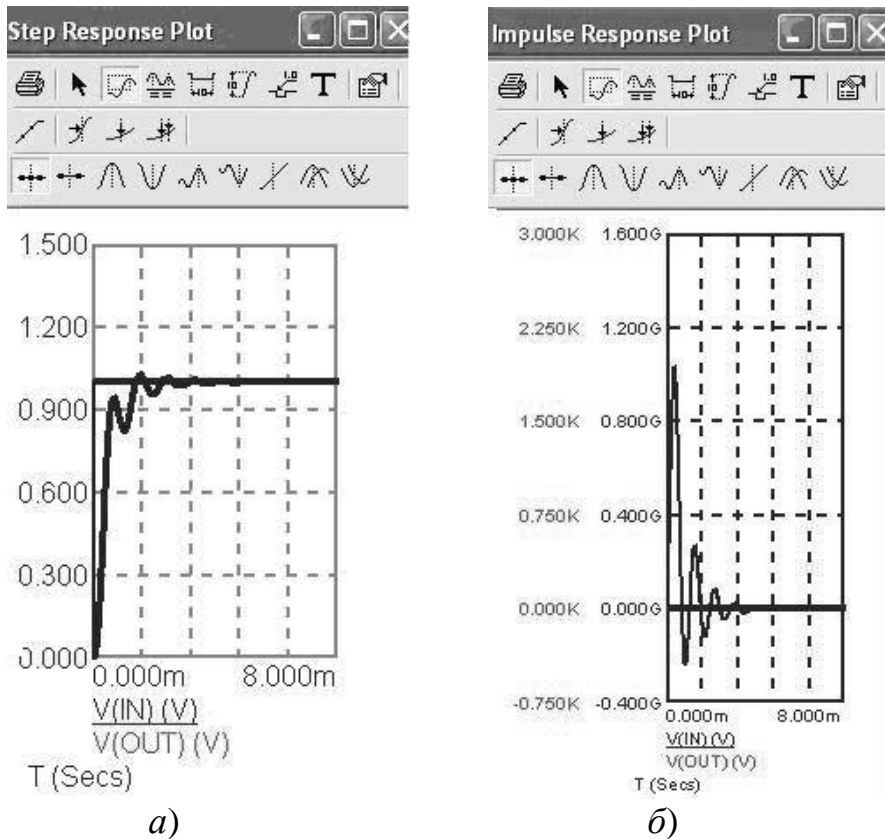


Рисунок 4.9 – Временные зависимости напряжения на выходе фильтра: реакция на единичный скачок (а) и реакция на импульсное возмущение (б)

Переключение между источниками происходит в интерактивном режиме щелчком мыши на условном графическом обозначении ключа на рабочем поле чертежа.

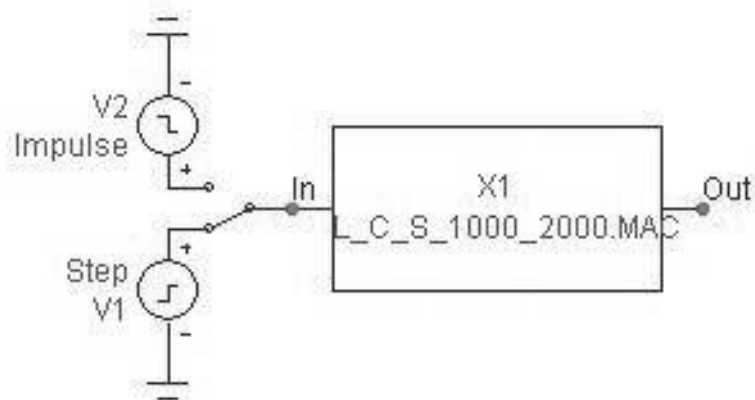


Рисунок 4.10 – Макромодель фильтра

Запуск на моделирование происходит с помощью команды *Анализ/ Частотные характеристики/Запуск*. В результате появится АЧХ (рисунок 4.11), аналогичная АЧХ в окне *Bode Plot* (рисунок 4.8, а), но представленная в крупном масштабе.

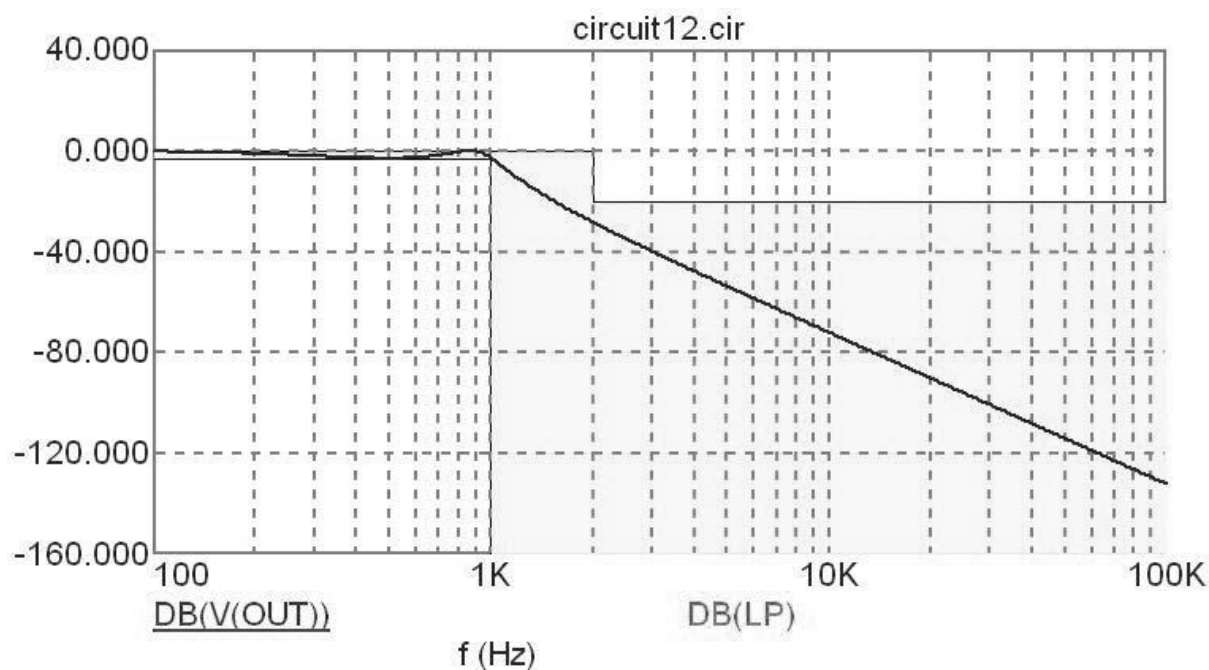


Рисунок 4.11 – АЧХ синтезированного низкочастотного фильтра Чебышева

Если свернуть окно с макромоделью фильтра, то можно увидеть другое окно – со схемой замещения этой макромодели (рисунок 4.12).

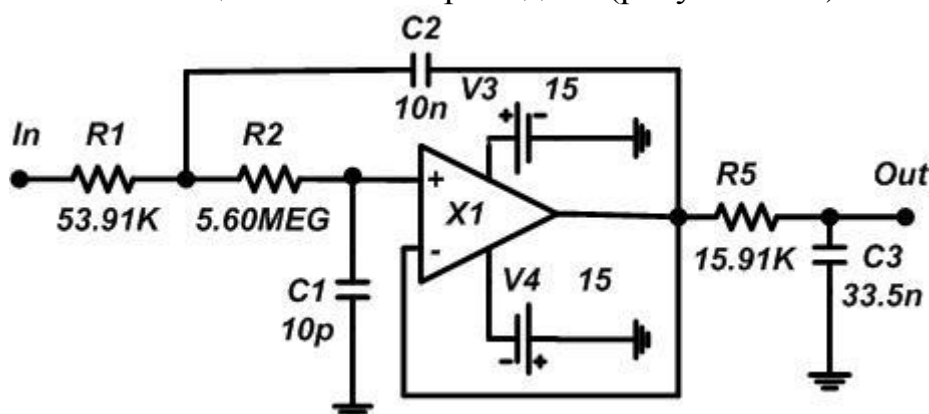


Рисунок 4.12 – Схема активного фильтра нижних частот Чебышева с параметрами заданными на рисунке 4.7

Поступая по методике, описанной выше, можно синтезировать четыре вида активных фильтров Чебышева: нижних частот, верхних частот, полосовой и заграждающий (режекторный). На рисунках 4.13 – 4.19 изображены электрические схемы, АЧХ и фрагменты диалоговых окон для задания параметров применительно к трем активным фильтрам (фильтр верхних частот, полосовой фильтр и заграждающий фильтр).

Заметим, что в синтезированных схемах активных фильтров все параметры элементов имеют точное (неокругленное) значение. Чтобы использовать элементы с рекомендуемыми номинальными значениями параметров, выпускаемые промышленностью (например, в схеме активного фильтра ниж-

них частот Чебышева, изображённом на рисунке 4.12), округлим значения параметров до номинальных (рисунок 4.19). Для этого используем таблицу 4.2, приведенную в описании лабораторной работы «Расчет и исследование активных фильтров Баттерворта».

Для получения АЧХ фильтра необходимо сначала отсоединить в схеме с макромоделью фильтра (см. рисунок 4.10) два импульсных источника V1 и V2. Затем, ко входу *In* следует присоединить синусоидальный источник напряжения амплитудой 1 В. Размещение источника выполняется по команде *Компоненты/Analog primitives/Waveform Sources/Sine Source*. Запуск на моделирование в частотной области происходит по команде *Анализ/Частотные характеристики/Запуск*. На экране монитора появится АЧХ, почти не отличающаяся от характеристики (рисунок 4.11), полученной ранее по расчётным значениям параметров элементов.

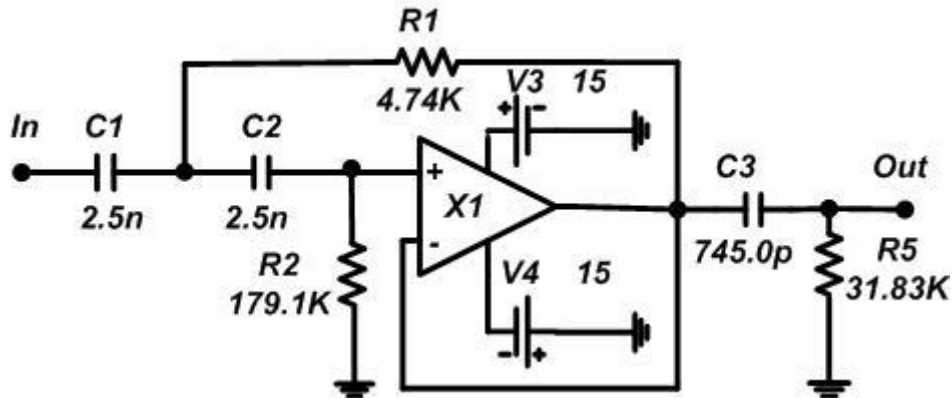


Рисунок 4.13 – Схема активного фильтра верхних частот Чебышева

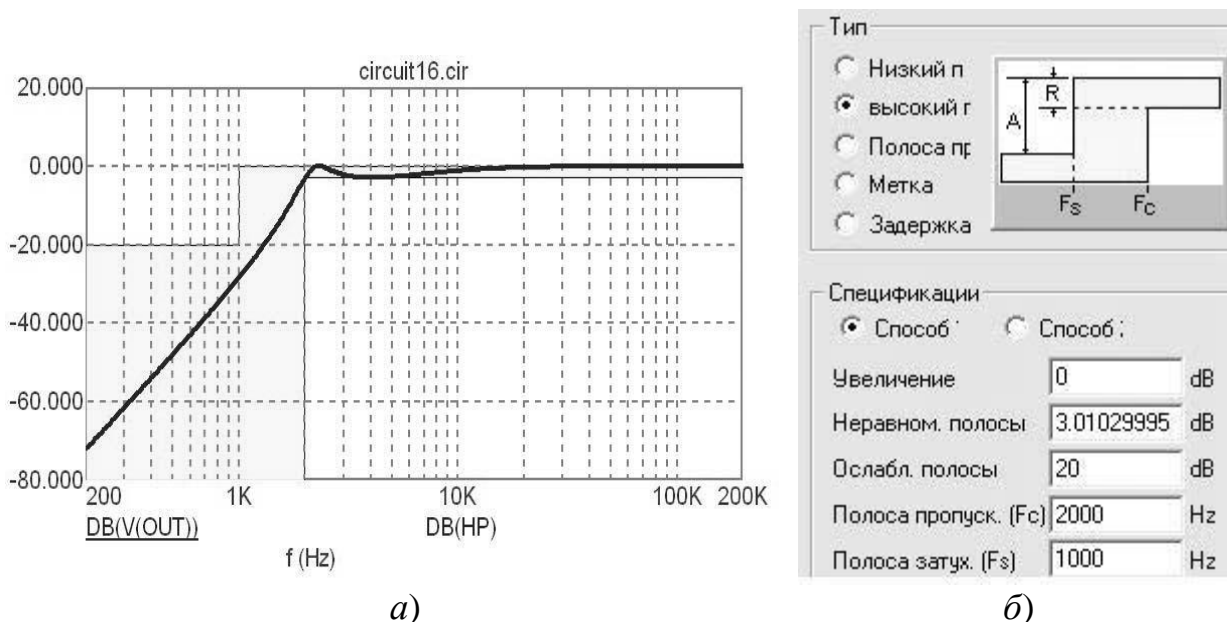


Рисунок 4.14 – АЧХ активного фильтра верхних частот Чебышева (а) и фрагмент диалогового окна для задания параметров этого фильтра (б)

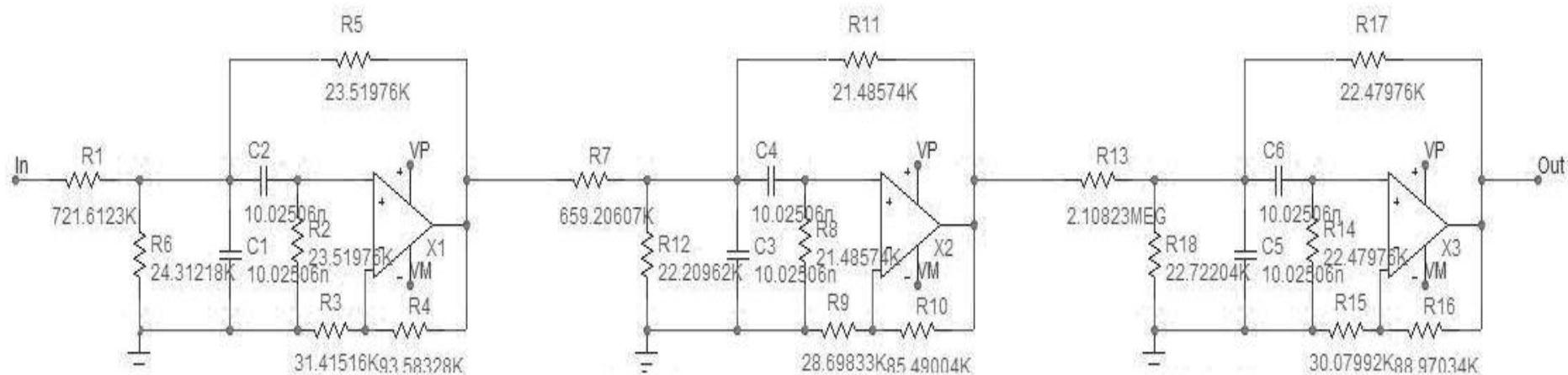


Рисунок 4.15 – Схема активного полосового фильтра Чебышева

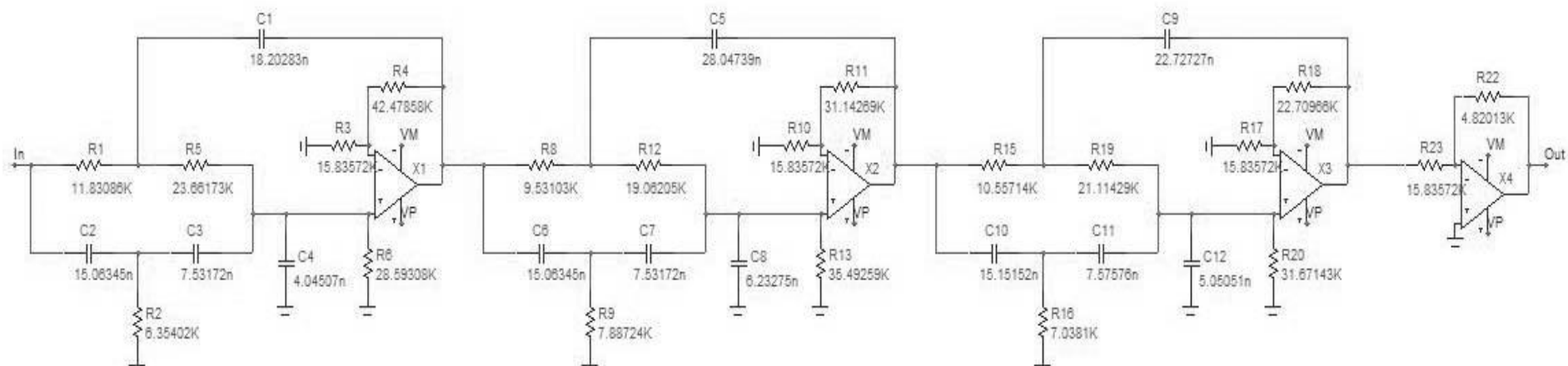


Рисунок 4.16 – Схема активного заграждающего фильтра Чебышева

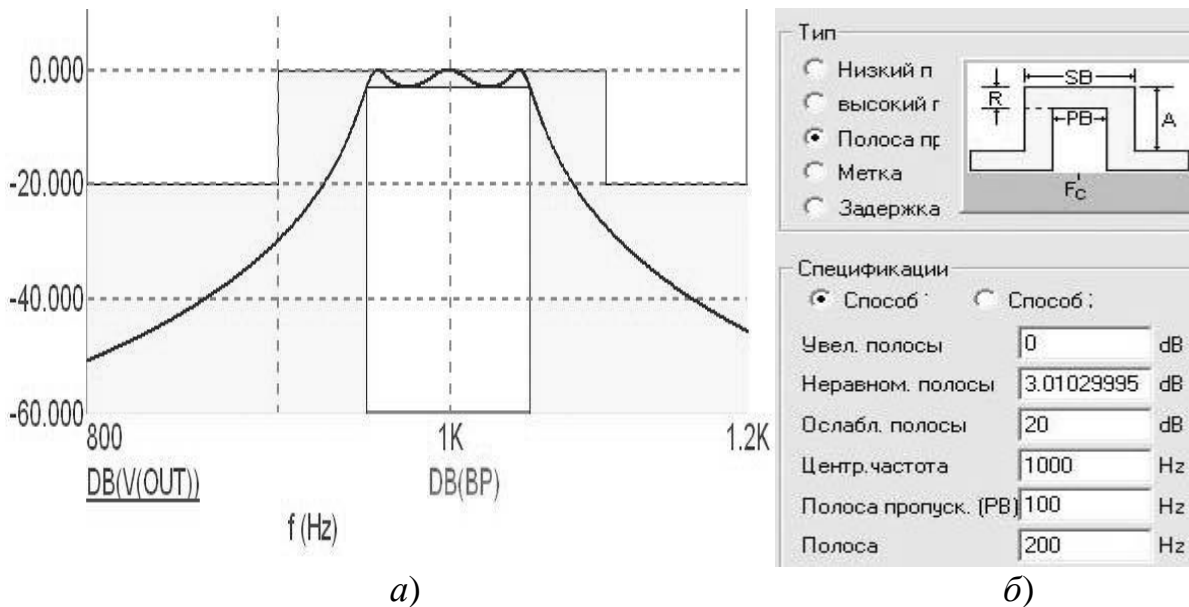


Рисунок 4.17 – АЧХ активного полосового фильтра Чебышева (а) и фрагмент диалогового окна для задания параметров этого фильтра (б)

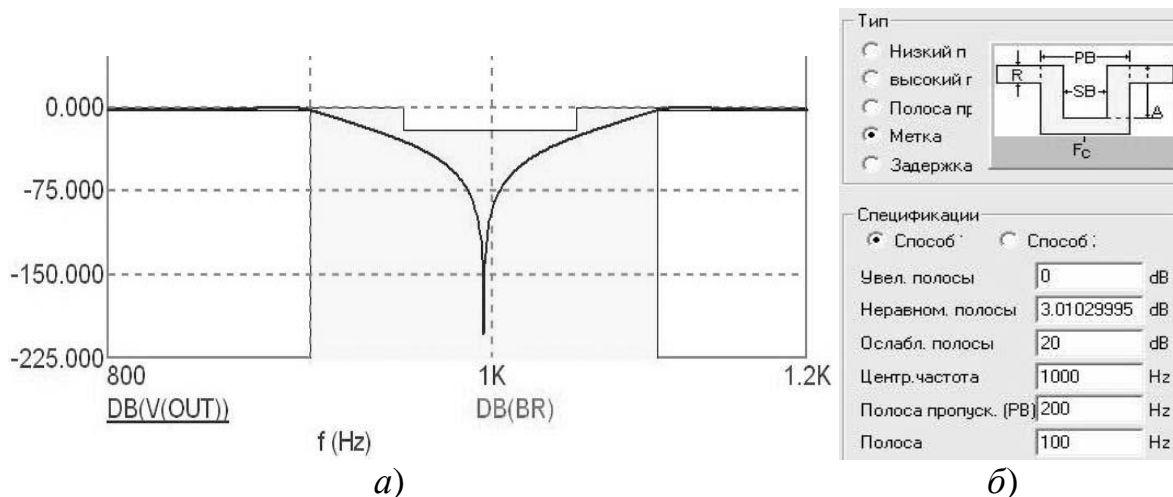


Рисунок 4.18 – АЧХ активного заграждающего фильтра Чебышева (а) и фрагмент диалогового окна для задания параметров этого фильтра (б)

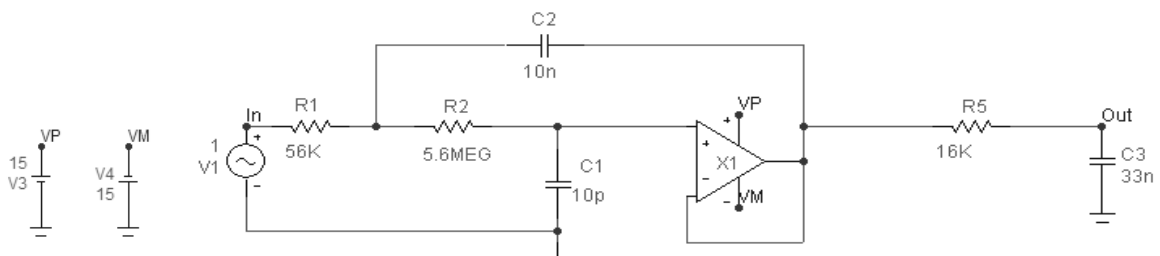


Рисунок 4.19 – Схема активного фильтра нижних частот Чебышева с использованием рекомендуемых номинальных значений параметров элементов

4.2.3 Лабораторное задание

Получить у преподавателя номер варианта задания. Используя методику, изложенную в разделе 4.2.2, по заданным параметрам АЧХ (таблица 4.3) с помощью системы Micro-Cap 8 для каждого проектируемого фильтра получить:

1. АЧХ в окне *Bode Plot* диалогового окна *Active Filter Designer*.
2. Переходную характеристику (реакцию на единичный скачок) в окне *Step Response Plot* диалогового окна *Active Filter Designer*.
3. Импульсную переходную характеристику (реакцию на дельта-функцию) в окне *Impulse Response Plot* диалогового окна *Active Filter Designer*.
4. Макромодель фильтра в виде условного графического обозначения и соответствующей схемы замещения.
5. АЧХ синтезированного фильтра как результат моделирования в частотной области.

Убедиться, что схема активного ФНЧ Чебышева содержит меньше каскадов, чем схема активного ФНЧ Баттерворта при одних и тех же параметрах АЧХ. Для перехода от ФНЧ Чебышева к ФНЧ Баттерворта следует нажать на кнопку *Default* в нижней части диалогового окна *Active Filter Designer*.

Для заданных параметров АЧХ в системе Micro-Cap 8 собрать схему активного фильтра нижних частот Чебышева, используя элементы с рекомендуемыми номинальными значениями элементов, выпускаемые промышленностью. Для этого использовать таблицу 4.2, приведенную в описании лабораторной работы «Расчет и исследование активных фильтров Баттерворта».

В качестве операционного усилителя использовать модель К140УД6А с напряжениями питания +15 В и –15 В. Между входом фильтра и общим проводником включить источник синусоидального напряжения амплитудой 1 В. В системе Micro-CAP 8 получить АЧХ собранной схемы.

Таблица 4.3 – Значения параметров АЧХ активных ФНЧ и ФВЧ Чебышева

Для всех активных фильтров Чебышева										
Первая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Усиление A_1 , дБ	0	4	8	15	20	0	4	8	15	20
Вторая цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Неравномерность полосы R , дБ	3	3.5	4	4.5	5	3	3.5	4	4.5	5
Для активных ФНЧ и ФВЧ Чебышева										
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Наклон n , дБ/декаду	50	45	40	40	40	40	25	20	25	35
Полоса пропускания F_C для ФНЧ, Гц Полоса затухания F_S для ФВЧ, Гц	1000	1000	1000	1000	1000	1200	$1 \cdot 10^5$	12000	$1 \cdot 10^4$	5000
Полоса затухания F_S для ФНЧ, Гц Полоса пропускания F_C для ФВЧ, Гц	5000	4000	4000	4500	4500	5500	$2 \cdot 10^5$	20000	$2 \cdot 10^4$	15000
Для активных полосовых фильтров Чебышева										
Третья цифра номера варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Ослабление A_2 , дБ	40	20	30	10	5	15	10	20	25	35
Центральная частота F_C' , кГц	465	200	100	200	150	50	10	5	7	4
Полоса пропускания PB , кГц	10	5	4	3	2	0.7	0.2	0.08	0.06	0.03
Полоса затухания SB , кГц	20	30	10	8	6	2	0.6	0.2	0.15	0.075

4.2.4 Содержание отчета

Содержание отчета должно быть таково:

1. Цель работы.
2. По каждому синтезированному фильтру в отчете привести иллюстрации:
 - АЧХ в окне *Bode Plot*;
 - переходная характеристика (реакция на единичный скачок) в окне *Step Response Plot*;
 - импульсная переходная характеристика (реакция на дельта-функцию) в окне *Impulse Response Plot*;
 - макромодель фильтра в виде условного графического изображения и соответствующую схему замещения;
 - АЧХ синтезированного фильтра как результат моделирования в частотной области.
3. Привести в отчете схему активного фильтра нижних частот Чебышева, содержащую элементы с рекомендуемыми номинальными значениями параметров, а также АЧХ такой схемы.
4. Выводы по работе. Отметить достоинства и недостатки программного модуля синтеза фильтров в системе Micro-Cap 8. Сравнить АЧХ ФНЧ Чебышева, полученные для схемы с точными (неокругленными) значениями параметров элементов и для схемы с рекомендуемыми номинальными параметрами элементов.

4.2.5 Перечень контрольных вопросов, которые могут быть заданы во время защиты отчета по работе

1. Как в программном модуле синтеза фильтров заменить модель идеального ОУ по умолчанию на приемлемый тип реального ОУ?
2. Как в диалоговом окне *Active Filter Designer* получить АЧХ проектируемого фильтра?
3. Как в диалоговом окне *Active Filter Designer* получить переходную характеристику (реакцию на единичный скачок)?
4. Как в диалоговом окне *Active Filter Designer* получить импульсную переходную характеристику (реакцию на дельта-функцию)?
5. Как, находясь в диалоговом окне *Active Filter Designer*, получить макромодель фильтра?
6. Как получить АЧХ макромодели фильтра?
7. Как, находясь на рабочем поле с макромоделью фильтра, получить схему замещения этого фильтра?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984.
2. Ефанов В.И., Тихомиров А.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Томск: ТУСУР, 2004.
3. Кравченко В.И. и др. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. М.: Радио и связь, 1987.
4. Виноградов Е.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Е.М.Виноградов, В.И.Винокуров, И.П.Харченко. Л.: Судостроение, 1986.
5. Петровский В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / В.И.Петровский, Ю.Е.Седельников. М.: Радио и связь, 1986.
6. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Под ред. Ю.А.Феоктистова. М.: Радио и связь, 1988.
7. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом ЭМС / А.Д.Князев, Л.Н.Кечиев, Б.В.Петров. М.: Радио и связь, 1989.
8. Козлов В.Г. Функциональные устройства и электрорадиоэлементы. Часть 2. Томск: ТУСУР, 2003.
9. Избюрова Г.И., Королев Г.В. и др. Расчет электронных схем. М.: Высшая школа, 1987.
10. Бадалов А.Л. Нормы на параметры ЭМС РЭС: Справочник / А.Л.Бадалов, А.С.Михайлов. М.: Радио и связь, 1990.
11. ГОСТ 30372-95 (ГОСТ Р 50397-92). Межгосударственный стандарт. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения.
12. Справочник по радиоэлектронным устройствам / Под ред. Д.П.Линде. М.: Энергия, 1978.
13. Конструкции СВЧ устройств и экранов / Под ред. А.М.Чернушенко. М.: Радио и связь, 1983.
14. Гелль П.П., Иванов-Есипович Н.К. Конструирование и микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984.
15. Справочник конструктора РЭА / Под ред. Р.Г.Варламова. М.: Сов. радио, 1980.
16. Волин М.А. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Радио и связь, 1981.
17. Лотоцкий В.Л. Электромагнитная совместимость устройств систем управления (в информационной системе МИРЭА-МГДД(Ю)Т). Учебное пособие. МГДД(Ю)Т, МИРЭА, ГНИИ ИТТ «Информика». М.: 2002.

18. Капустян В.И. Активные RC-фильтры второго порядка. М.: Радио и связь, 1985.
19. Кардашев Г.А. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств. М.: Горячая линия-Телеком, 2002.
20. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-CAP 7. М.: Горячая линия-Телеком, 2003.
21. Ивановский Р.И. Практика применения систем MathCAD PRO. М.: Высшая школа, 2003.
22. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007.
23. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. М.: Издательский дом «Технологии», 2003.
24. Уильямс Т., Армстронг К. ЭМС для систем и установок. М.: Издательский дом «Технологии», 2004.
25. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. М.: Издательский дом «Технологии», 2005.
26. Логинов Н.А. Актуальные вопросы радиоконтроля в РФ. М.: Радио и связь, 2000.
27. Кармышев В.С. Электромагнитная совместимость технических средств. Справочник. М.: Научно-технический производственный центр «Норт», 2001.
28. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии условия и расчет. М.: Радио и связь, 1990.
29. Кечиев Л.Н. Радиочастотный ресурс и его использование: Учеб. пособие / Л.Н.Кечиев, Е.Е.Девяткин, П.В.Степанов. М.: МИЭМ, 2002.
30. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. Под ред. Н.М.Царькова. М.: Радио и связь, 1985.
31. Калашников Н.И. Основы расчёта ЭМС систем связи через ИСЗ. М.: Связь, 1970.
32. Шевель Д.М. Электромагнитная безопасность. Киев: «ВЕК+», Киев: НТИ, 2002.
33. Мордухович Л.Г. Радиорелейные линии связи. Курсовое и дипломное проектирование: Учеб. пособие для техникумов. М.: Радио и связь, 1989.
34. Зимин Е.Ф. Электромагнитная совместимость информационных систем / Е.Ф.Зимин, Ю.А.Казанцев, В.А.Кузовкин. М.: Изд-во МЭИ, 1995.
35. Шваб А. Электромагнитная совместимость / Под ред. Р.Г.Кужекина. М.: Энергоатомиздат, 1995.
36. ГОСТ 29037-91. Межгосударственный стандарт. Совместимость технических средств электромагнитная. Сертификационные испытания. Общие положения.
37. ГОСТ Р 50012-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Методы измерения параметров низкочастотного периодического магнитного поля.

38. ГОСТ 29205-91. Межгосударственный стандарт. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от электротранспорта. Нормы и методы испытаний

39. ГОСТ 23872-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик.

40. ГОСТ 14777-76. Радиопомехи промышленные. Термины и определения.

41. ГОСТ 16842-82. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний источников промышленных радиопомех.

42. Регламент радиосвязи. Т. 1. М.: Радио и связь, 1985.

43. Регламент радиосвязи. Т. 2. М.: Радио и связь, 1986.

44. ГОСТ 13661-79. Элементы и фильтры для подавления промышленных радиопомех. Методы измерения вносимого затухания.

ПРИЛОЖЕНИЕ А – ТАБЛИЦЫ ДЛЯ РАСЧЕТА СТЕПЕНИ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ СВЯЗЕЙ СОДИНИТЕЛЬНЫХ ПРОВОДОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ВНУТРЕННЕЙ ЭМС

Для расчётов степени влияния паразитных связей соединительных проводов при оценке внутренней ЭМС можно использовать формулы, приведённые в разделе 2.2.3. При этом необходимо знать значения паразитных параметров проводов. Точные расчёты таких значений громоздки. Для ряда случаев они приведены в [22-25]. Ниже предлагаются простые таблицы, заимствованные из [16], в которых даны ориентировочные значения паразитных параметров проводов, необходимые для оценки ЭМС.

Таблица ПА1 – Сопротивление и индуктивность медного прямого провода

Диаметр провода, мм	Сопротивление, мОм, при длине 100 мм	Индуктивность, нГн, при длине прово- да, мм		
		50	100	200
0.1	220	70	150	330
0.5	8.9	50	120	260
1.0	2.3	40	100	230
2.0	0.56	35	80	200

Таблица ПА2 – Медный прямой провод, параллельный корпусу прибора

Диаметр провода, мм	Индуктивность на 100 мм длины, нГн, при расстоянии между прово- дом и корпусом, мм		
	1	10	100
0.1	74	116	142
0.5	41	84	110
1.0	23	70	96
2.0	14	56	80

Таблица ПА3 – Провод, параллельный корпусу прибора

Диаметр провода, мм	Емкость на 100 мм длины, пФ, при расстоянии между прово- дом и корпусом, мм		
	1	10	100
0.1	1.5	0.9	0.7
0.5	2.7	1.4	0.8
1.0	4.0	1.6	0.9
2.0	8.0	1.8	1.0

Таблица ПА4 – Два параллельных провода

Диаметр провода, мм	Емкость на 100 мм длины, пФ, при расстоянии между прово- дом и корпусом, мм		
	2	10	50
0.1	0.75	0.5	0.04
0.5	1.4	0.75	0.05
1.0	2.0	0.9	0.06
2.0	5.0	1.3	0.07

Таблица ПА5 – Два одинаковых проводника на односторонней стекло-
текстолитовой печатной плате (рисунок ПА1, а)

Ширина провода b , мм	Емкость, не более, пФ/см, при расстоянии a между проводника- ми, мм		
	0.5	1.0	2.0
0.3	0.42	0.26	0.21
0.5	0.47	0.38	0.28
1.0	0.60	0.47	0.38
2.0	0.70	0.60	0.47

Таблица ПА6 – Проводник и экран на односторонней стеклотекстолитовой печатной плате (рисунок ПА1, б)

Ширина провода b , мм	Емкость между проводником и экраном, не более пФ/см, при расстоянии d между проводником и экраном, мм		
	0.5	1.0	2.0
0.3	0.53	0.42	0.32
0.5	0.60	0.46	0.40
1.0	0.70	0.60	0.46
2.0	0.81	0.70	0.60

Таблица ПА7 – Два одинаковых проводника, нанесенные на обе стороны стеклотекстолитовой печатной платы (рисунок ПА1, в)

Ширина провода b , мм	Емкость между проводниками, не более, пФ/см, при толщине h платы, мм					
	0.5	0.8	1.0	1.5	2.0	2.5
0.3	0.84	0.72	0.66	0.60	0.54	0.51
0.5	1.08	0.90	0.75	0.72	0.63	0.60
1.0	1.75	1.32	1.08	0.90	0.75	0.73
2.0	2.70	1.98	1.75	1.35	1.08	1.02

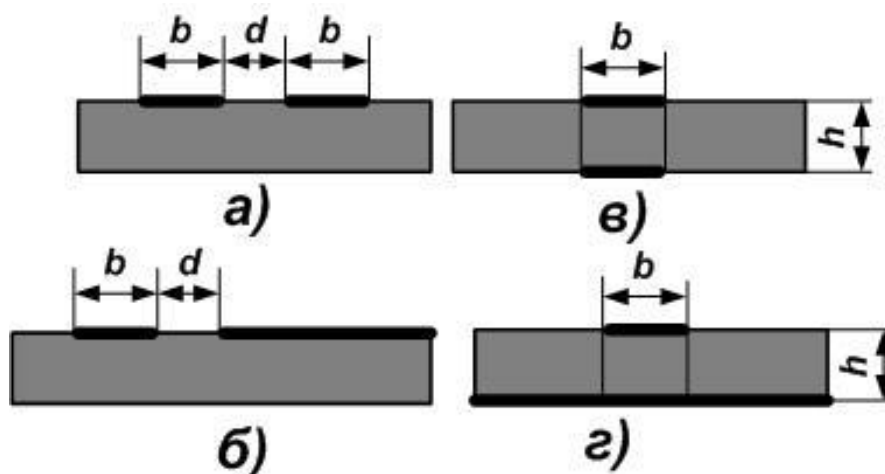


Рисунок ПА1 – К таблицам ПА1...ПА10

Таблица ПА8 – Проводник и экран, нанесенные на двухстороннюю стеклотекстолитовую печатную плату (рисунок ПА1, з)

Ширина провода b , мм	Емкость между проводником и экраном не более, пФ/см, при толщине h платы, мм					
	0.5	0.8	1.0	1.5	2.0	2.5
0.3	1.32	1.02	0.93	0.9	0.9	0.9
0.5	1.68	1.32	1.17	0.93	0.9	0.9
1.0	2.40	1.92	1.08	1.38	1.17	1.05
2.0	3.35	2.70	2.40	1.95	1.68	1.50

Таблица ПА9 – Уединенный прямой проводник на односторонней стеклотекстолитовой печатной плате

Ширина провода b , мм	Индуктивность, нГн, при различной длине l проводника, мм			
	10	20	50	100
0.3	9.6	22	62	138
0.5	8.4	19.5	58	130
1.0	7.0	16.8	51	116
2.0	5.6	14.0	44	102

Таблица ПА10 – Прямой проводник на двухсторонней печатной плате (рисунок ПА1, з) (второй слой является обратным проводом)

Ширина провода b , мм	Индуктивность, нГн/см, при толщине h платы, мм					
	0.5	0.8	1.0	1.5	2.0	2.5
0.3	4.9	5.9	6.3	7.1	7.7	8.1
0.5	3.9	4.9	5.3	6.1	6.7	7.1
1.0	2.5	3.3	3.9	4.7	5.3	5.7
2.0	1.1	1.9	2.5	3.3	3.9	4.4

При пользовании этими таблицами необходимо учитывать следующее:

а) емкости и сопротивления во всех таблицах пропорциональны длине провода;

б) индуктивности таблиц ПА1, ПА9 нелинейно зависят от длины провода. Для определения индуктивностей проводов промежуточной длины, а также длины превосходящей крайние пределы указанных таблиц в 2...3 раза, можно принимать прямую пропорциональность индуктивности длине провода, не делая при этом ошибки, большей 10...15%;

в) величины всех индуктивностей даны без учета частотно-зависимого поправочного коэффициента;

г) емкости между печатными проводниками таблиц ПА5...ПА8 даны для стеклотекстолита, относительная диэлектрическая постоянная которого ограничена по ГОСТ с одной стороны «не более 6». Для гетинакса, диэлектрическая постоянная которого по ГОСТ «не более 7», следует емкости, даваемые в таблицах ПА5, ПА6, увеличивать на 14% и в таблицах ПА7, ПА8 на 16.5%. Для фторопласта, диэлектрическая постоянная которого по ГОСТ «не более 2», емкости таблиц ПА5, ПА6 следует уменьшать в 2.3 раза и в таблицах ПА7, ПА8 – в 3 раза;

д) таблицами можно пользоваться с точностью не ниже $\pm 20\%$ [16].

ПРИЛОЖЕНИЕ Б – ТЕМЫ КУРСОВЫХ РАБОТ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РЭС» И ПОРЯДОК ЗАЩИТЫ ЭТИХ РАБОТ

Примерный перечень тем рефератов, которые могут быть представлены в виде курсовой работы по дисциплине «Электромагнитная совместимость РЭС»:

1. Анализ требований, предъявляемых к автономным системам электропитания с учётом ЭМС.
2. Особенности электромагнитной обстановки на промышленных объектах.
3. Электромагнитная совместимость радиоприемных устройств СВЧ.
4. Электромагнитная совместимость в приводной технике.
5. Выбор оптимальной структуры сигнала с целью обеспечения электромагнитной совместимости.
6. Электромагнитная совместимость сотовых сетей.
7. Электромагнитная совместимость импульсных источников электропитания.
8. Экранирование для обеспечения электромагнитной совместимости систем управления.
9. Электромагнитная совместимость радиорелейных и спутниковых систем связи.
10. Методы защиты РЭС от мощных электромагнитных помех.
11. Обеспечение измерений и испытаний в области электромагнитной совместимости.
12. Распределение радиочастотного ресурса и его ограничения международными и государственными организациями.
13. Актуальные вопросы радиоконтроля.
14. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре.
15. Измерения уровня электромагнитных помех.
16. Стандарты в области электромагнитной совместимости.
17. Использование фильтров для обеспечения электромагнитной совместимости.
18. Обеспечение электромагнитной совместимости на подвижных объектах радиосвязи.
19. Обеспечение электромагнитной совместимости спутниковых систем связи с наземными системами.
20. Нормирование в практике обеспечения электромагнитной совместимости.
21. Особенности задач обеспечения электромагнитной совместимости на различных уровнях.

22. Обеспечение электромагнитной совместимости на основе пространственных и временных факторов.

23. Радиочастотный ресурс и его использование.

24. Обеспечение электромагнитной совместимости радиорелейных линий связи.

25. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств в условиях непреднамеренных помех.

Объём курсовой работы и порядок её защиты:

1. Минимальный объём курсовой работы – 25 страниц машинописного текста. Для написания курсовой работы рекомендуется использовать источники из списка литературы, приведённые в данном пособии, имеющиеся в библиотеке ТУСУРа и в городских библиотеках, источники из Интернета и другие источники.

2. В ходе защиты курсовой работы студент выступает с докладом продолжительностью 10 минут и отвечает на вопросы преподавателя и членов учебной группы.

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

- ITU – International Communication Union (см. МСЭ)
 TVS – transient voltage supressor
 АМ – амплитудная модуляция
 АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
 ГКРЧ – Государственная комиссия по радиочастотам
 ГРЧС – Государственная радиочастотная служба
 ЗС – земная станция
 ИМС – интегральная микросхема
 ИН – источник наводки
 ИСЗ – искусственный спутник Земли
 КЗ – короткое замыкание
 КС – контактная сеть
 КСВ – коэффициент стоячей волны
 ЛЭП – линия электропередач
 МККР – Международный консультативный комитет по радио
 МККТТ – Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии
 МКРЧ – Международный комитет регистрации частот
 ММ – математическая модель
 МСЭ – Международный союз электросвязи
 МЭК – Международный электротехнический комитет
 МЭМП – мощная электромагнитная помеха
 НТД – нормативно-технический документ
 НЭМП – непреднамеренная электромагнитная помеха
 ОБП – одна боковая полоса
 ОУ – операционный усилитель
 ПН – приемник наводки
 ПНМ – промышленное, научное, медицинское
 ПОН – полупроводниковый ограничитель напряжения
 ППН – подавление переходных наводок
 ПС – паразитная связь
 РРЛ – радиорелейная линия
 РТОП – радиотехническое обеспечение полетов
 РТС – радиотехническая система
 РЧР – радиочастотный ресурс
 РЭМ – ремонтно-эксплуатационная мастерская
 РЭО – радиоэлектронное оборудование
 РЭС – радиоэлектронное средство
 СВТ – средство вычислительной техники
 СИСПР – Специальный комитет по радиопомехам
 ССМ – система схемотехнического моделирования
 СЭА – средство электронной автоматики

ТС – техническое средство
ТУ – технические условия
ТЭЗ – типовой элемент замены
УГЗ – устройство грозозащиты
ФВЧ – фильтр верхних частот
ФНЧ – фильтр нижних частот
ФС – фиксированная служба
ФСС – фиксированная спутниковая служба
ФУ – функциональный узел
ЧМ – частотная модуляция
ЭМ – электромагнитный
ЭМИ – электромагнитный импульс
ЭМО – электромагнитная обстановка
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭРТОС – эксплуатация радиотехнического оборудования и связи
ЭРЭ - электрорадиоэлемент
ЭЭ – эффективность экранирования

Учебное издание

Козлов Виталий Григорьевич

Электромагнитная совместимость РЭС

Учебное пособие

Формат 60×84 1/16. Усл. печ. л. 8,60

Тираж 200 экз. Заказ

Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.