

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Полоцкий государственный университет»

М. Е. Капралов
Т. В. Молодечкина
В. Ф. Янушкевич

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

*Рекомендовано учебно-методическим объединением
по образованию в области информатики и радиоэлектроники
в качестве пособия
для специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника»*

Новополоцк
Полоцкий государственный университет
2022

УДК 537(075.8)
ББК 32.86-01я73
К20

Одобрено и рекомендовано к изданию
научно-методическим советом университета (протокол № 1 от 29.09.2020)

Кафедра энергетики и электроники

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

проф., д-р техн. наук, зав. каф. информационных радиотехнологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
Н. И. ЛИСТОПАД;

доц., канд. техн. наук, первый проректор Витебского государственного
технологического университета имени П. М. Машерова Д. А. АНТОНОВИЧ;

доц., канд. техн. наук, доц. каф. защиты информации Белорусского
государственного университета информатики и радиоэлектроники
И. А. ВРУБЛЕВСКИЙ

Капралов, М. Е.

К20 Электромагнитная совместимость : пособие / М. Е. Капралов,
Т. В. Молодечкина, В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк : Полоц. гос. ун-т,
2022. – 272 с.

ISBN 978-985-531-793-8.

УДК 537(075.8)
ББК 32.86-01я73

ISBN 978-985-531-793-8

© Капралов М. Е., Молодечкина Т. В., Янушкевич В. Ф., 2022
© Полоцкий государственный университет, 2022

Содержание

Введение	7
1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ	8
1.1. Проблема помех	8
1.2. Проектирование с учетом электромагнитной совместимости	10
1.3. Типичные пути проникновения шумов	12
1.4. Способы проникновения и источники шумов	13
1.5. Методы устранения помех	17
2. БОРЬБА С НАВОДКАМИ	18
2.1. Экранирование проводников	18
2.1.1. Емкостная связь	18
2.1.2. Влияние экрана на емкостную связь	21
2.1.3. Индуктивная связь (индуктивные наводки)	24
2.1.4. Магнитная связь между экраном и заключенным в него проводником	28
2.1.5. Экранирование для предотвращения излучения магнитных полей	30
2.1.6. Экранирование приемника от магнитных полей	32
2.1.7. Избирательное экранирование	34
2.1.8. Экраны и токи в них	35
2.2. Заземление	36
2.2.1. Практические схемы низкочастотного заземления	41
2.2.2. Выбор опорной земли для схемы	43
2.2.3. Экранирование усилителей	45
2.2.4. Заземление экранов кабелей, применяемых для передачи низкочастотных сигналов	46
2.2.5. Изолирующие и нейтрализующие трансформаторы	50
2.2.6. Оптроны	54
2.2.7. Дифференциальные усилители	55
2.2.8. Некоторые замечания по заземлению экранов	58
2.2.9. Классификация шумов проводных цепей	59
2.2.10. Защитное экранирование усилителей слабых сигналов	60
2.2.11. Измерительные приборы с защитным экраном	64
2.2.12. Защитное кольцо	65
2.2.13. Кабели и разъемы	67
2.3. Способы защиты от помех нормального вида	72
2.3.1. Фильтрация	72
2.3.2. Интегрирование	80
3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ	86
3.1. Развязка по питанию	86
3.1.1. Развязывающие фильтры	89
3.1.2. Высокочастотная фильтрация	94
4. СИСТЕМНЫЕ ФАКТОРЫ И УРОВЕНЬ ШУМОВ В СИСТЕМАХ	96
4.1. Полоса пропускания системы	96
4.2. Модуляция и кодирование	96
4.3. Цифровые схемы	96

5. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ	100
5.1. Конденсаторы.....	100
5.2. Индуктивности.....	102
5.3. Трансформаторы.....	103
5.4. Резисторы	106
5.5. Проводники	108
5.6. Ферритовые кольца	110
6. НЕЛИНЕЙНЫЕ РАДИОЭЛЕМЕНТЫ	114
6.1. Диоды.....	114
7. ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНОВ ИЗ ТОНКОЛИСТОВЫХ МАТЕРИАЛОВ	118
7.1. Ближние и дальние поля	118
7.2. Эффективность экранирования	121
7.3. Полное электрическое и волновое сопротивление.....	123
7.4. Потери на поглощение	125
7.5. Потери на отражение.....	126
7.5.1. Потери на отражение в ближнем поле.....	130
7.5.1.1. Потери на отражение электрического поля в ближней зоне	131
7.5.1.2. Потери на отражение магнитного поля в ближней зоне	132
7.5.2. Многократное отражение поля в тонких экранах.....	132
7.6. Суммарные потери в экране для магнитного поля.....	134
7.7. Магнитный материал как экран	135
8. СТЫКИ И ОТВЕРСТИЯ	138
8.1. Волновод ниже частоты среза	139
8.2. Круглые отверстия.....	140
8.3. Проводящие прокладки.....	141
9. ПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ	143
9.1. Поглощающие материалы.....	143
9.2. Безэховые камеры.....	146
10. ЗАЩИТА КОНТАКТОВ	150
10.1. Тлеющий разряд.....	150
10.2. Дуговой разряд.....	151
10.3. Цепи постоянного и переменного токов	153
10.4. Материал контактов	154
10.5. Нагрузки, создающие большие всплески тока	155
10.6. Меры защиты контактов при больших пусковых токах	155
10.7. Индуктивные нагрузки.....	156
10.8. Принципы защиты контактов от перенапряжений.....	157
10.9. Подавление переходных процессов при индуктивных нагрузках и цепи защиты контактов от перенапряжений	162
10.9.1. Подавление переходных процессов при индуктивной нагрузке.....	163
10.9.2. Цепи защиты контактов при индуктивных нагрузках	167
10.9.3. Индуктивные нагрузки, управляемые транзисторным ключом.....	172
10.10. Защита контактов при резистивной нагрузке	174
10.11. Рекомендации по выбору цепей защиты контактов.....	174

11. ИСТОЧНИКИ СЛУЧАЙНЫХ ШУМОВ	179
11.1. Тепловой шум	179
11.2. Краткая характеристика тепловых шумов	181
11.3. Эквивалентная (эффективная) полоса пропускания шумов.....	183
11.4. Дробовой шум.....	186
11.5. Контактные шумы	186
11.6. Импульсные шумы	187
11.7. Сложение напряжений шумов.....	188
11.8. Измерение напряжения случайных шумов	189
11.9. Внешние шумы и методы борьбы с ними.....	190
11.9.1. Атмосферные шумы	191
11.9.2. Космические шумы	192
11.9.3. Шумы теплового излучения Земли и шумы поглощения в газах и осадках	193
11.9.4. Промышленные шумы	194
11.9.5. Шумы различных радиостанций и высокочастотных генераторов технологического оборудования.....	194
11.9.6. Пассивные помехи.....	195
12. ШУМЫ ГЕНЕРАТОРОВ И УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ	196
12.1. Шумы передающих устройств	196
12.2. Шумы излучения радиоприемных устройств и некоторые способы их подавления	198
12.3. Контактные помехи	200
13. ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ. КАНАЛЫ ПАРАЗИТНОГО ПРИЕМА	201
13.1. Перекрестная модуляция	203
13.2. Блокирование тракта приема.....	205
13.3. Интермодуляционные помехи.....	206
13.4. Побочные каналы приема супергетеродинного приемника.....	208
13.5. Интерференционные свисты супергетеродинного приемника.....	209
13.6. Выбор номинала промежуточной частоты	211
14. СИСТЕМНЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ УРОВНЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ	213
14.1. Адаптивный прием сигналов при изменении электромагнитной обстановки.....	213
14.2. Адаптация радиоприемного устройства по избирательности.....	217
15. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ В СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ	219
15.1. Уменьшение мощности токов, затекающих за апертуру антенны	219
15.2. Применение сплошных металлических экранов для оптимизации характеристик ЭМС зеркальных антенн	220
15.3. Применение металлических дифракционных экранов в зеркальных антеннах для снижения уровня бокового и обратного излучений....	221
15.4. Применение диэлектрических экранов для повышения эффективности апертурных антенн	224

16. ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ	227
16.1. Импульсные перенапряжения	227
16.2. Защита от статического электричества	233

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

Лабораторная работа 1	
Исследование зависимости величины магнитной связи между катушками индуктивности от расстояния и взаимной ориентации	236
Лабораторная работа 2	
Передача информации через канал с помехой.....	246
Лабораторная работа 3	
Схемы на пассивных элементах	250
Лабораторная работа 4	
Схемы подавления переходных процессов при индуктивной нагрузке.....	254
Лабораторная работа 5	
Исследование фильтров	257
Лабораторная работа 6	
Исследование поглощающих и отражающих свойств материалов.....	260
Литература.....	269

ВВЕДЕНИЕ

Пособие по дисциплине «Электромагнитная совместимость» представляет собой сочетание взаимосвязанных учебно-методических материалов и образовательных технологий, которые обеспечивают выполнение требований общеобразовательного стандарта по специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника».

Курс «Электромагнитная совместимость» базируется на знаниях математики, физики, электродинамики и распространения радиоволн, теории электрических цепей, радиоприемных устройств, антенн, формирования и генерирования сигналов цифровой радиосвязи.

В данном пособии рассматриваются основные понятия, термины и определения в области электромагнитной совместимости, описываются источники и рецепторы помех, анализируются методы и средства обеспечения целостности сигнала и целостности питания, экранирования и фильтрации.

Изучение дисциплины предполагает анализ электромагнитной обстановки, оценку параметров электромагнитной совместимости РЭС и его функциональных узлов, количественный расчет характеристик, обеспечивающих работу РЭС в заданной электромагнитной обстановке.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Проблема помех

Широкое использование электрических, электронных и радиотехнических устройств в современных технологических процессах, транспорте, связи, энергетике, военном деле и других областях привело к тому, что различные устройства работают в непосредственной близости или в зоне влияния друг на друга и взаимное отрицательное влияние схем возрастает. Электромагнитные помехи (ранее они назывались радиопомехи) становятся основной проблемой разработчиков, и по мере количественного насыщения окружающего пространства электрическими, электронными и радиосредствами эта проблема будет усугубляться. Другая причина обострения проблемы помех – микроминиатюризация, т.е. объемное уплотнение различных схем, что увеличивает вероятность взаимных помех. Однако аппаратуру создавать необходимо, она должна работать в реальных условиях, а это значит – быть не только нечувствительной к внешним и внутренним помехам, но и не являться источником электромагнитных шумов и помех (рисунок 1.1). По этому поводу существуют различные ограничения и нормы.

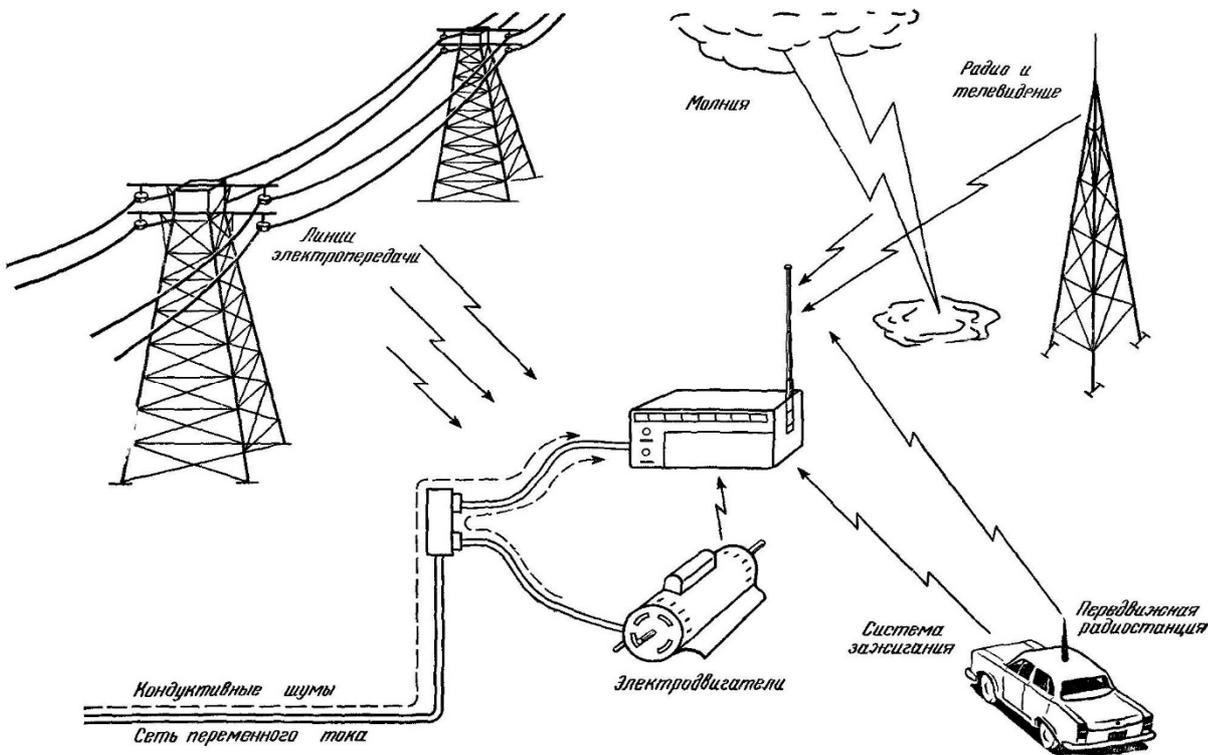


Рисунок 1.1. – Супергетеродинный приемник в реальном окружении радиоэлектронных средств

Для иллюстрации видов взаимных помех приведем блок-схему супергетеродинного приемника в реальном окружении других средств, создающих электромагнитные шумы.

В данном примере приемник сам не является безобидным средством и также создает помехи (рисунок 1.2).

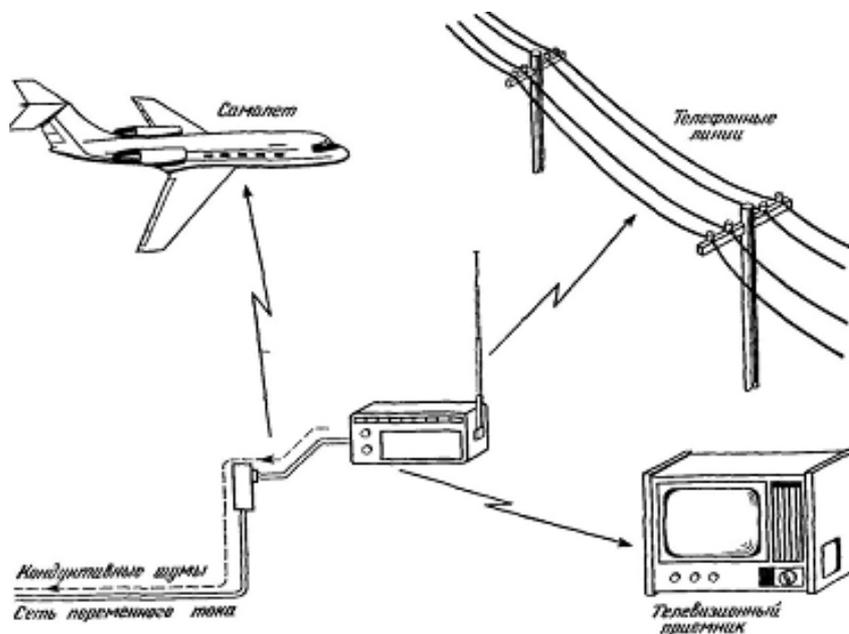


Рисунок 1.2. – Мешающие сигналы от приемника

Мешающими сигналами от приемника могут быть излучение гетеродина, излучение по промежуточной частоте, шумы от усилителя нижних частот и шумы при коммутациях по управлению.

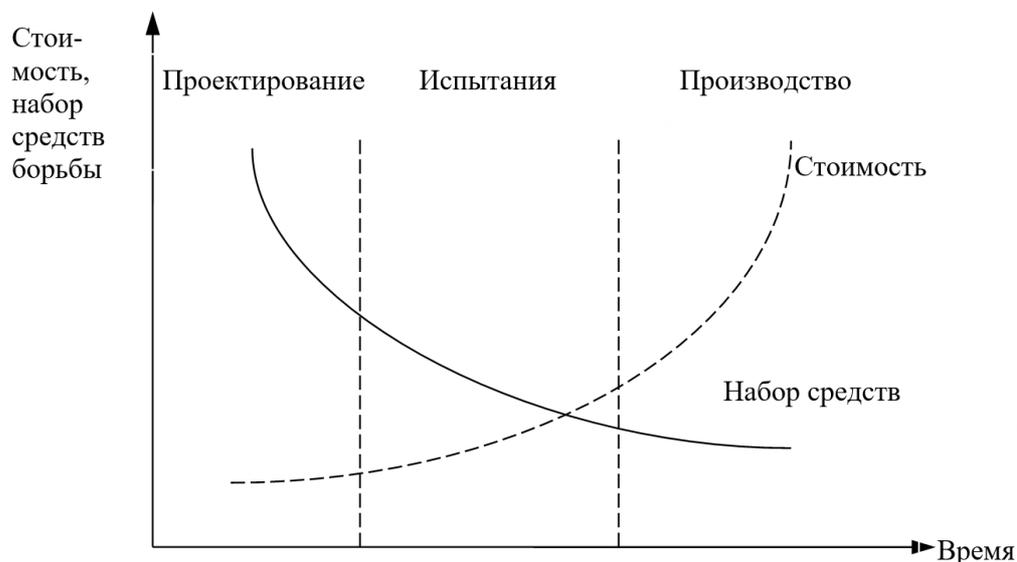
Источники помех можно классифицировать по различным признакам. У нас тоже будут встречаться разные классы помех, которые нужно различать:

- по месту возникновения – внутренние (внутри устройства или схемы) и внешние;
- по способу создания – преднамеренные (гетеродины, радиовещательные и связные станции, усилители промежуточной частоты, тактовые генераторы, вычислительные машины и т.д.) и непреднамеренные (искрения в коллекторах двигателей, коммутация зажигания двигателей внутреннего сгорания, электротранспорт и др.);
- по природе возникновения – искусственные (все выше перечисленные) и естественные (шумы галактик и космических объектов, тепловые и дробовые шумы электроэлементов и транзисторов, ламп, грозовые разряды, магнитные бури и т.п.).

1.2. Проектирование с учетом электромагнитной совместимости

Электромагнитная совместимость (ЭМС) – это способность аппаратуры нормально функционировать в условиях действия на нее электромагнитных полей, генерируемых ею самой и другими аналогичными средствами, а также не создавать недопустимых уровней полей другим радиоэлектронным средствам.

Фактор электромагнитной совместимости необходимо иметь в виду на возможно более ранних стадиях создания радиоэлектронных и электрических устройств. По мере того как разработка аппаратуры проходит различные стадии от проектирования до производства, арсенал средств, доступных разработчику для борьбы с шумами, уменьшается, а стоимость их растет (рисунок 1.3).



**Рисунок 1.3. – Стоимость и набор средств на стадии разработки
в зависимости от времени**

Если система проектируется изначально без учета ЭМС, то на этапе испытаний возникают трудности из-за шумов и помех, причем место возникновения и пути их прохождения неочевидны. Долго приходится определять пути и методы борьбы, которые уже ограничены. В результате аппаратура «обрастает» устройствами, неспецифичными для выполнения собственных функций, т.е. направленными только на борьбу с помехами, увеличиваются стоимость, материалоемкость и т.д. На этапе проектирования необходимо бороться за минимизацию уровня шумов и помех, генерируемых аппаратурой, т.к. это самый эффективный путь: ликвидация одного

источника шумов обеспечивает нормальную работу других устройств, порой десятков и сотен.

Шум определяется как любой электрический сигнал в схеме, отличный от полезного сигнала. Важным исключением следует считать искажения, возникающие в схеме в результате нелинейностей. Они относятся к проблемам схемотехники, а не к предмету шумоподавления. Нелинейности вредны.

Рассмотрим три основных класса источников шумов:

- внутренние, возникающие в результате флуктуаций внутри физических схем (дробовой и тепловой шум);
- искусственного происхождения (излучение от двигателей, переключателей, передатчиков и т.п.);
- возмущения естественного происхождения – радиоизлучение Солнца, звезд и галактик, молнии, магнитные бури и т.п.

В курсе радиоприемных устройств и усилителей предусмотрено изучение первого класса источников шумов. Второй и третий классы проанализируем более подробно.

Помеха – любое случайное воздействие на полезный сигнал, ухудшающее верность воспроизведения передаваемых сообщений.

Шумы нельзя уничтожить, но их можно уменьшить так, чтобы они не вызывали помех.

Чувствительность – величина реакции прибора или схемы на нежелательную электрическую энергию (шум).

Порог чувствительности схемы – максимальная величина шумов, при которой схема еще работает удовлетворительно.

Обязанности разработчиков аппаратуры в законодательном порядке определены государственными стандартами, техническими условиями (республиканскими и др.) и всевозможными инструкциями и требованиями к тем или иным изделиям практически во всех странах. На одну и ту же радиоаппаратуру могут быть разные требования в зависимости от категории изделий: бытовая, оборонная.

Приведем примеры нормативных документов.

ГОСТ 24918-81. Устройства радиопередающие. Основные параметры внеполосных побочных излучений.

ГОСТ 22012-82. Радиопомехи промышленные от линий передач и электрических подстанций. Нормы и методы измерений.

ОСТ92-8774-83. Аппаратура цифровых вычислительных комплексов. Общие технические требования к помехозащищенности.

РД50-697-80. Положение о сертификации средств на соответствие требованиям ЭМС и аккредитации испытательных лабораторий по испытаниям в области ЭМС.

ГОСТ 5651-81. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Общие технические условия.

При создании аппаратуры на этапе согласования технического задания на проектирование обычно указываются общие технические условия, которым должна удовлетворять аппаратура, где обязательно есть требования по ЭМС или ссылка на другой документ (ГОСТ), где все описано более подробно. В отдельных случаях требования по ЭМС вписывают в техническое задание (ТЗ), если нужно ужесточить какой-то параметр, либо дается модель электромагнитной обстановки, в которой должна функционировать аппаратура. Поэтому в курсе основное внимание будет уделено технической стороне: путям и методам снижения мощности шумов, перекрытию путей их прохождения, повышению нечувствительности схем к шумам, т.е. тому, как выполнять требования технического задания или руководящего документа технически.

1.3. Типичные пути проникновения шумов

Проблема подавления шумов возникает при наличии трех необходимых элементов (рисунки 1.4, 1.5):

- наличие источника шумов;
- наличие схемы-приемника, чувствительной к шумам;
- наличие канала связи, по которому шумовые сигналы попадают в приемник.

При анализе необходимо определить:

- источник шумов;
- что служит приемником шумов;
- чем связан приемник и источник шумов.

В этом случае возможны три способа избавления от помех:

- подавить шумовые сигналы в источнике;
- сделать приемник нечувствительным к таким видам шумов;
- минимизировать коэффициент передачи шумов через канал связи.

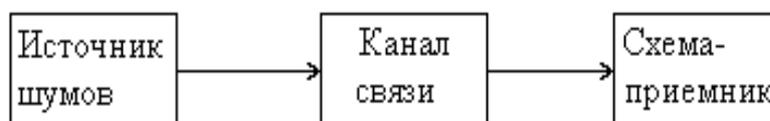


Рисунок 1.4. – Блок-схема проникновения шумов

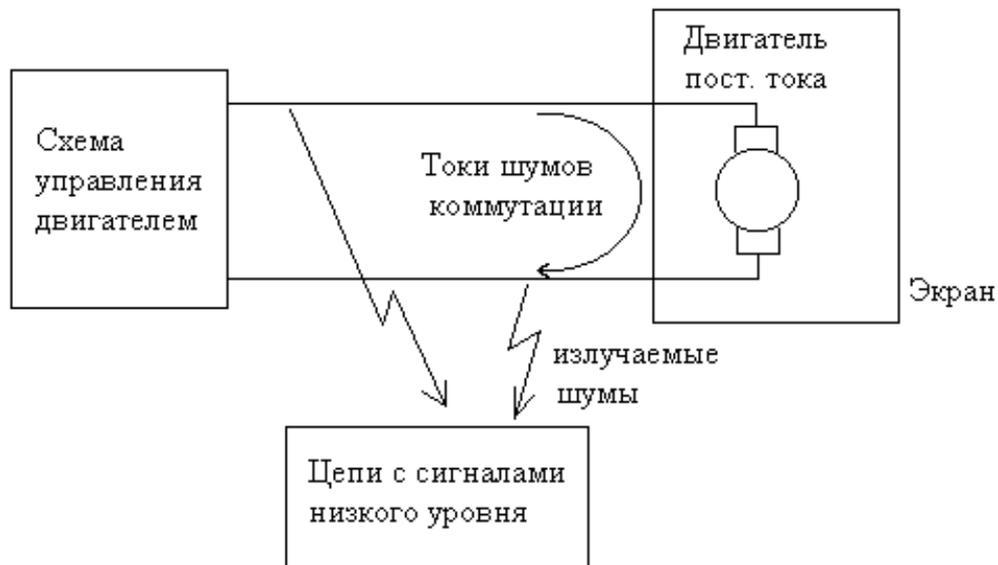


Рисунок 1.5. – Возникновение шумов от двигателя

В практике применяют как один способ, так и все три, если возможно, а также любые доступные комбинации этих способов.

В схеме с двигателем шумы создаются коллектором, излучаются проводами и воздействуют на слаботочную схему, расположенную в той же установке.

Возможности минимизации шумов от источника и приемника ограничены. Для ослабления шумов по каналу связи можно предложить следующие способы: а) блокировать помеху внутри экрана; б) экранировать провода; в) экранировать приемник.

Для анализа шумов часто используют теорию цепей. Для повышения точности расчетов следует решать уравнения Максвелла с применением граничных условий.

1.4. Способы проникновения и источники шумов

Основные способы передачи шумов:

1. Наводки на провода (наводки).

В проводах, проходящих через «зашумленное» пространство, создаются шумовые наводки через электрические и (или) магнитные поля и передаются другим схемам (например, провода питания). Для их устранения применяется защита проводов от наводок до момента поступления в схему-приемник. В качестве примера рассмотрим схему бортовой сети автомобиля, от которой питается аппаратура. Если возможности разработчика контролировать всю сеть и подключение к ней других потребителей ограничены, то всю сеть следует считать источником шумов (принять за неизбежный

факт), и поэтому возникает необходимость фильтровать все сигналы на входе приемника. Источники шумов здесь – внутренние проводники с шумовыми токами, которые будут рассмотрены в п. 7.1.

2. Связь через общее сопротивление (рисунок 1.6).

Встречается там, где токи от двух и более схем протекают через общее сопротивление. При этом ток одной схемы является источником шума для другой, т.е. это внутренний источник шумов. Напряжение на входе схемы 2 будет определяться выражением $U_2 = R(I_1 + I_2)$.

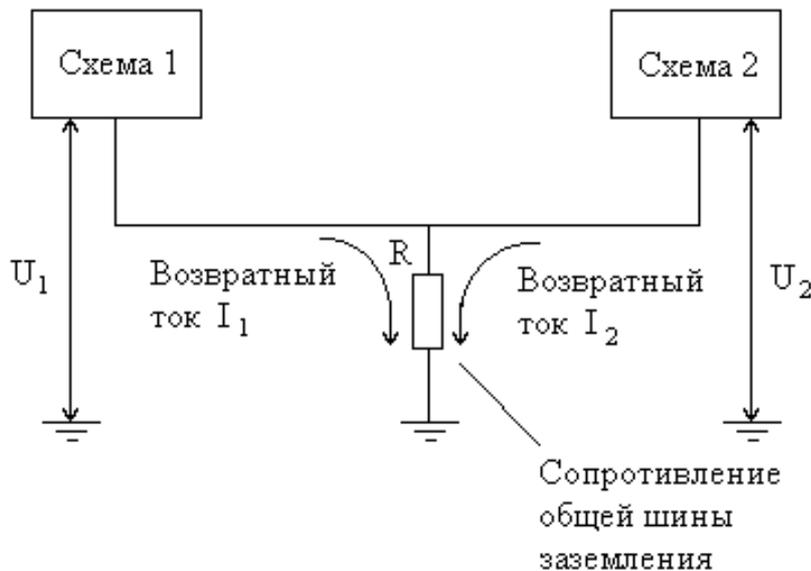


Рисунок 1.6. – Пример схемы связи через общее сопротивление

В последней схеме имеем связь через внутреннее сопротивление источника питания и общие провода. Влияние шума можно уменьшить, подключив одну из схем ближе к источнику (исключить влияние общих проводов), но остается внутреннее сопротивление источника.

3. Связь через электромагнитные поля.

Процесс связан с излучением электромагнитных полей проводниками с током. Такая связь может существовать в аппаратуре как непреднамеренная (индустриальные помехи). Существуют и преднамеренные шумы от радиовещательных, радиолокационных и связных станций. В ближней зоне электрические и магнитные поля рассматривают отдельно, в дальней – как электромагнитное излучение. В данном случае источниками помех являются внешние устройства (см. п. 7.1).

Второстепенные источники шумов:

1. Гальванический процесс.

Если имеется слаботочная цепь, то при наличии в цепи разнородных металлов в результате образования гальванических пар могут возникать

шумы, а если на контакте находятся грязь и водяные пары, то создается гальванический элемент. Потенциал данного поля определяется в соответствии с гальваническим рядом элемента. Чем дальше металлы отстоят друг от друга в гальваническом ряду, тем больше развиваемое ими напряжение. Конструктивно совместимыми считаются металлы одной группы. При этом анодный конец более подвержен коррозии.

Ряд активности металлов по группам приводится ниже.

Группа 1

1. Магний.

Группа 2

2. Цинк.

3. Сталь с гальваническим покрытием.

4. Алюминий 2S.

5. Кадмий.

6. Алюминий 17ST.

Группа 3

7. Сталь.

8. Железо.

9. Нержавеющая сталь.

10. Оловянно-свинцовый припой.

11. Свинец.

12. Олово.

Группа 4

13. Никель.

14. Латунь.

15. Медь.

16. Бронза.

17. Медно-никелевый сплав.

18. Монель – медно-никелевые сплавы (до 67% Ni и 30% Cu с добавками других элементов), в т.ч. и мельхиор.

19. Серебряный припой.

20. Никель пассивированный (обработка сильной кислотой).

21. Сталь нержавеющая пассивированная.

22. Серебро.

23. Графит.

24. Золото.

25. Платина.

Если контакт одного и того же металла, то гальваническая пара и потенциал не образуются.

При разнородных металлах помимо шумов возникает коррозия в месте контакта (рисунок 1.7).

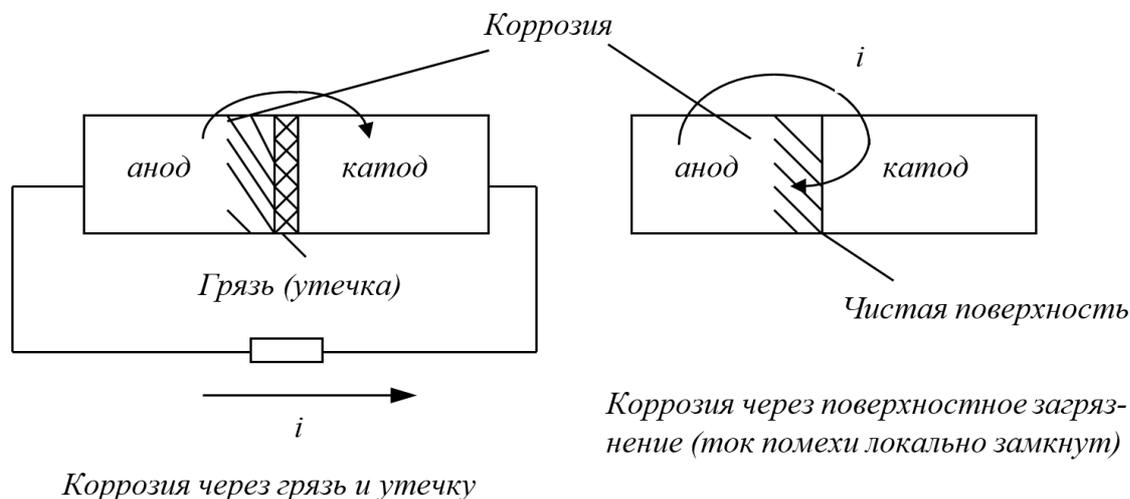


Рисунок 1.7. – Гальванический процесс как источник шумов за счет коррозии

Ионы переносятся через электролит, поэтому корродирует анодный конец. При использовании контакта меди и алюминия последний разрушается. Для устранения шумов данного вида следует содержать аппаратуру в чистоте и сухой среде, а также применять в контактах и конструкциях гальванически совместимые материалы.

2. Электролитический процесс.

Другой вид коррозии обусловлен электролитическим процессом. Он вызывается постоянным током (точнее постоянной составляющей тока) постороннего источника между двумя металлами в месте их контакта при наличии между ними электролита (грязь со слабыми кислотными свойствами). Коррозия такого типа не зависит от вида применяемых контактных материалов и имеет место между однородными материалами. Все, что необходимо, – это постоянная составляющая тока и достаточная проводимость электролита (грязи). Для минимизации шумов используют те же методы борьбы, что и в первом случае, – содержание аппаратуры в чистоте и сухой среде.

3. Трибоэлектрический эффект.

Если диэлектрик внутри коаксиальной линии передачи не имеет контакта с проводниками кабеля, на нем может накапливаться заряд от трения (трибоэлектрический эффект). Обычно он вызывается механическими изгибами кабеля, и заряд, накопившийся за счет трения, действует как

источник напряжения шумов внутри кабеля. Для устранения их влияния предлагается избегать перемещения и изгибов кабеля.

4. Перемещение проводника.

Если проводник движется в магнитном поле, на его концах возникает разность потенциалов. Магнитные поля, обусловленные силовыми цепями и другими факторами, всегда имеют место в любой точке пространства (магнитное поле Земли). Проблема усугубляется при наличии вибрации. Путь решения – закрепление кабеля и проводов скобами и другими приспособлениями.

1.5. Методы устранения помех

Предлагаемые методы устранения помех следующие:

- экранирование;
- заземление;
- балансировка;
- фильтрация;
- изоляция;
- разнесения и ориентация;
- регулировка величины полного сопротивления схемы;
- выбор кабеля;
- подавление в частотной и временной областях.

Универсального средства нет. Выбор метода или комбинации методов должен осуществить разработчик, снижая уровень шумов до уровней, не вызывающих помех.

Выводы

1. Проектирование аппаратуры, не создающей помех, так же необходимо, как и проектирование помехозащищенной аппаратуры.
2. Подавлением шумов надо осуществлять на возможно более ранней стадии проектирования.
3. Для возникновения помех необходимо наличие трех компонентов: источника шумов, канала связи и чувствительного приемника.
4. Есть три основных способа передачи шумов: наводки; связь через общее сопротивление; связь через электромагнитное излучение.
5. При контакте металлов друг с другом в сигнальных цепях эти металлы должны быть гальванически совместимы.
6. Универсального метода борьбы с шумами нет. Обычно используется несколько разных способов борьбы с шумами или их комбинирование.

2. БОРЬБА С НАВОДКАМИ

Существуют два основных способа уменьшения шумовых наводок в схемах. Это экранирование и заземление.

2.1. Экранирование проводников

Экранирование – защита сигнального провода от шума либо нежелательных сигналов (наводок) с помощью применения экранов.

Различают три типа внутренней связи (наводок), из-за присутствия которых шумы, вызывающие помехи, проникают от источника к приемнику (здесь приемник – любая схема, на которую воздействует помеха):

- емкостная связь, или электрическая, т.е. такая, при которой схемы взаимодействуют через электрические поля. Она отличается от электростатической связи, т.к. электрические поля в общем случае не являются статическими. Поэтому лучше употреблять термин «емкостная» или «электрическая»;

- индуктивная, или магнитная, связь – это связь схем, осуществляемая посредством магнитных полей. Она отличается от электромагнитной связи, т.к. электрические поля здесь не участвуют;

- электромагнитная связь или связь через поле излучения. Если существует источник шумов электрического или магнитного характера, то в дальней зоне будет существовать уже электромагнитное поле. Методы электрического и магнитного экранирования хорошо подходят и для целей уменьшения электромагнитной связи.

2.1.1. Емкостная связь

Емкостная связь – внутренняя связь, при которой шумы воздействуют на приемник через емкостное сопротивление.

Эквивалентная электрическая схема связи двух проводников через электрическое поле представлена на рисунке 2.1.

В этой схеме R – нагрузка, не являющаяся паразитным элементом; U_1 – напряжение в источнике помех; $U_{ш}$ – напряжение шумов; C_{13} , C_{12} , C_{23} – паразитные емкости (C_{12} – емкость, из-за наличия которой возникает емкостная связь; C_{23} включает емкость провода 2 на землю и емкость нагрузки; C_{13} на связь по шумам не влияет).

Рассчитаем напряжение шумов из-за наличия емкостной связи.

Определим сопротивление нагрузки.

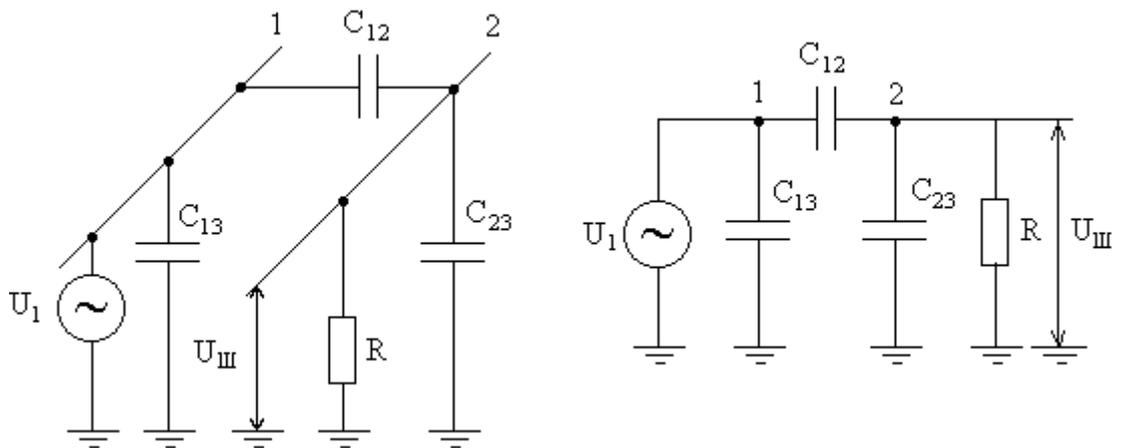


Рисунок 2.1. – Схема связи двух проводников через электрическое поле

Вычислим делитель сопротивлений:

$$\begin{aligned}
 \frac{Z_{\text{H}}}{Z_{\text{H}} + \frac{1}{j\omega C_{12}}} &= \frac{\frac{R}{j\omega RC_{23} + 1}}{\frac{R}{j\omega RC_{23} + 1} + \frac{1}{j\omega C_{12}}} = \frac{R}{\frac{Rj\omega C_{12} + j\omega RC_{23} + 1}{j\omega C_{12}}} = \\
 &= \frac{j\omega C_{12} R}{j\omega RC_{12} + j\omega RC_{23} + 1} = \frac{j\omega \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}}}{(j\omega R(C_{12} + C_{23}) + 1) \cdot \frac{1}{R(C_{23} + C_{12})}} = \\
 &= \frac{j\omega \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}}}{j\omega + \frac{1}{R(C_{12} + C_{23})}}.
 \end{aligned}$$

Напряжение шума выражается формулой

$$\dot{U}_{\text{ш}} = \frac{j\omega \left[\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}} \right]}{j\omega + \frac{1}{R(C_{12} + C_{23})}} \dot{U}_1.$$

Рассмотрим следующие случаи:

а) на практике часто сопротивление нагрузки много меньше сопротивления суммы емкостей C_{12} и C_{23} ($R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{23})}$), тогда напряжение

шумов U_{III} будет $\dot{U}_{III} = j\omega RC_{12}\dot{U}_1$. Отсюда определим коэффициент деления, который вычисляется как

$$\frac{j\omega \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}}}{j\omega + \frac{1}{R(C_{12} + C_{23})}} = \frac{j\omega C_{12}}{j\omega(C_{12} + C_{23}) + \frac{1}{R}} \approx \frac{j\omega C_{12}}{1/R} = j\omega RC_{12}.$$

Напряжение шумов прямо пропорционально частоте шумов, сопротивлению нагрузки, емкости связи и напряжению в источнике. Его можно уменьшать, выбирая R и C_{12} .

Необходимо шунтировать приемник малым сопротивлением (насколько это возможно), либо уменьшать величину C_{12} экранированием или разнесением в пространстве;

б) при $R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{23})}$, тогда

$$\dot{U}_{III} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}} \dot{U}_1.$$

Напряжение шумов будет определяться соотношением C_{12} и C_{23} , т.е. просто емкостным делителем. Оно не зависит от частоты и его величина больше, чем при малом сопротивлении R .

Графическое представление для обоих случаев предложено на рисунке 2.2.

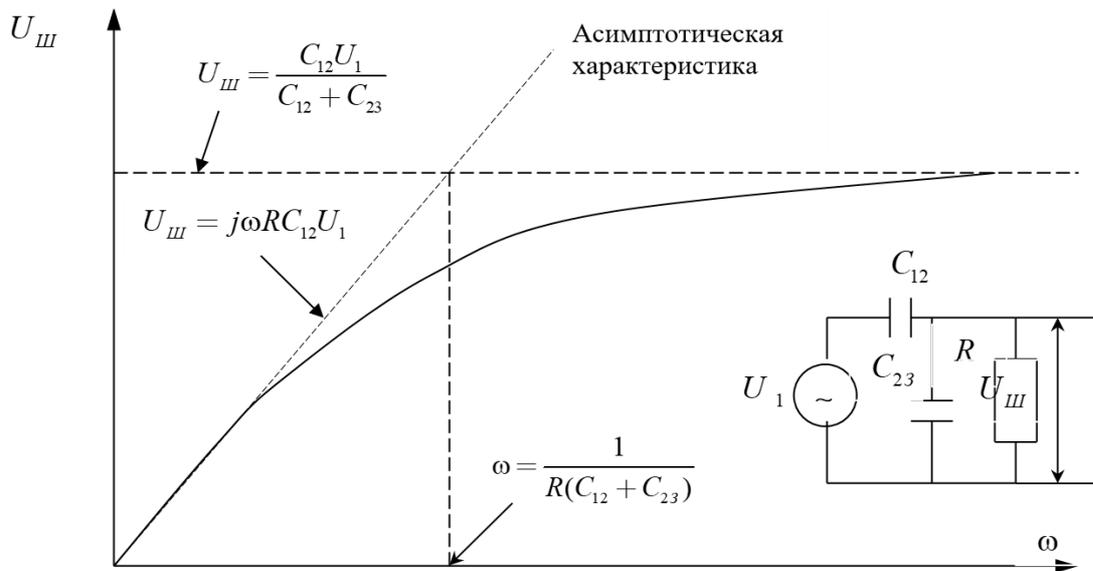


Рисунок 2.2. – Частотная зависимость шумов, наведенных электрическим полем

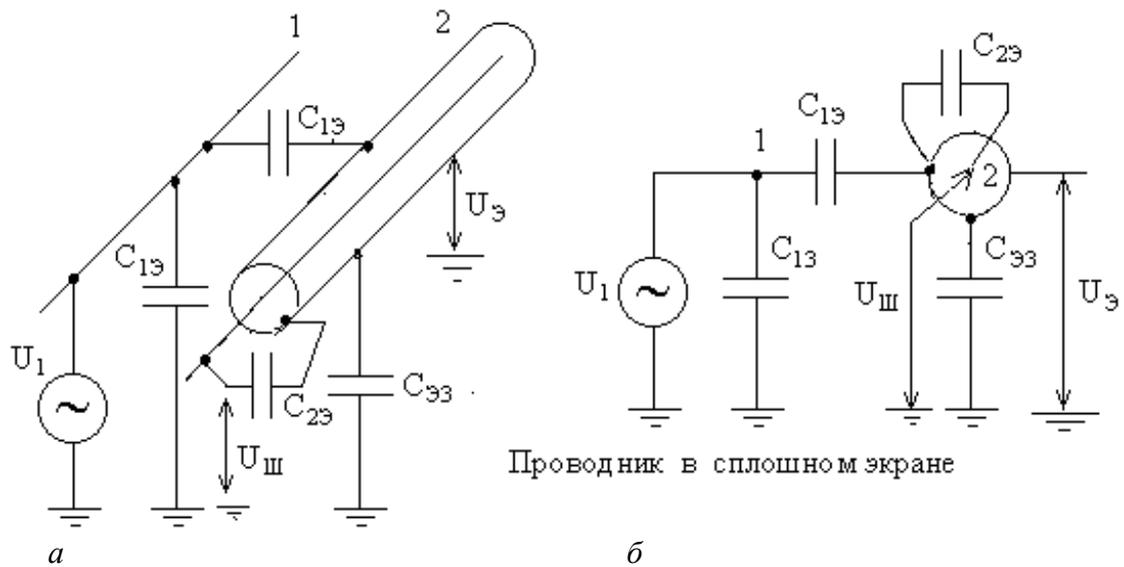
Величина шумов никогда не превышает $U_{\text{ш}} = j\omega RC_{12}U_1$.

На частоте $\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{23})}$ фактическое напряжение шумов в 1,41 раза

меньше, чем определяемое по формуле $U_{\text{ш}} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}}U_1$.

2.1.2. Влияние экрана на емкостную связь

Проводник в сплошном экране представлен на рисунке 2.3.



a – реальная схема; *б* – эквивалентная схема

Рисунок 2.3. – Экранированный проводник

На экран наводится напряжение

$$U_{\text{э}} = \frac{C_{13}}{C_{13} + C_{23}}U_1.$$

Через конденсатор C_{23} ток не течет, и напряжение шумов на проводнике 2 будет таким же, как напряжение на экране:

$$U_{\text{ш}} = U_{\text{э}}.$$

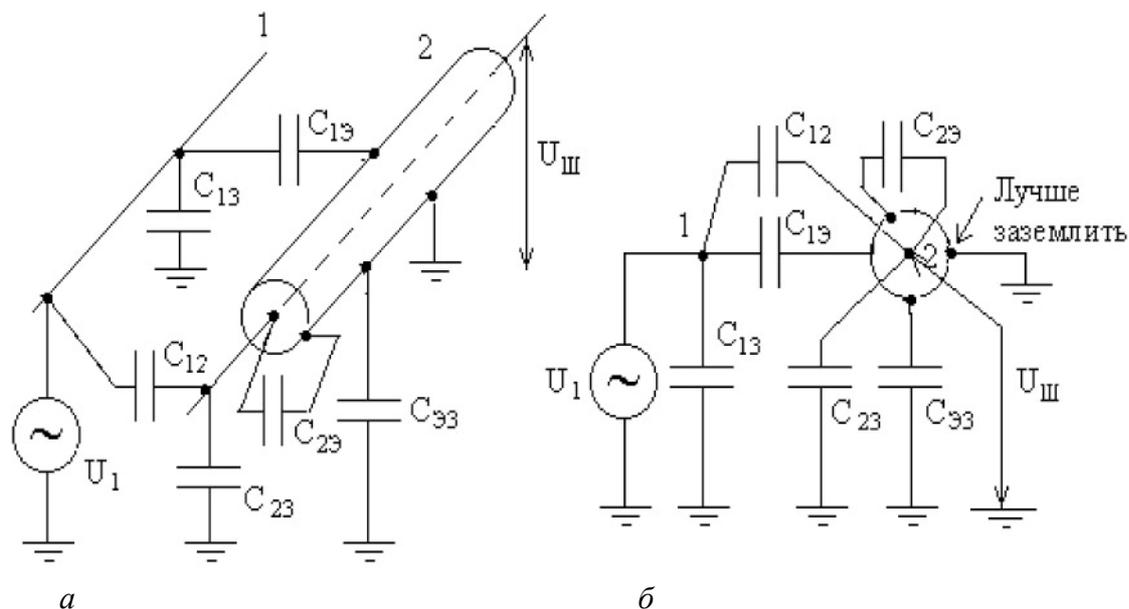
В этом случае рекомендуется разносить проводники (уменьшение C_{13}). Но проще экран заземлить, тогда $U_{\text{э}} = 0$ и, следовательно, напряжение шумов равно нулю:

$$U_{\text{ш}} = 0.$$

При заземлении экрана напряжение шумов равно нулю!

Но это утверждение верно, когда проводник полностью экранирован и поле только электрическое.

Реально проводник всегда выходит за пределы экрана (рисунок 2.4).



a – реальная схема; *б* – эквивалентная схема

Рисунок 2.4. – Проводник экранирован частично

Если экран заземлен, то в этом случае на проводник наводится напряжение шумов:

$$U_{ш} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23} + C_{33}} U_1.$$

Делитель образован C_{12} и параллельно включенными емкостями C_{23} и C_{33} , а C_{13} и C_{29} не участвуют, т.к. один дополнительно шунтирует источник и второй закорочен заземлением.

Напряжение шумов $U_{ш}$ зависит от емкости C_{12} , т.е. от длины выступающей за экран части проводника 2.

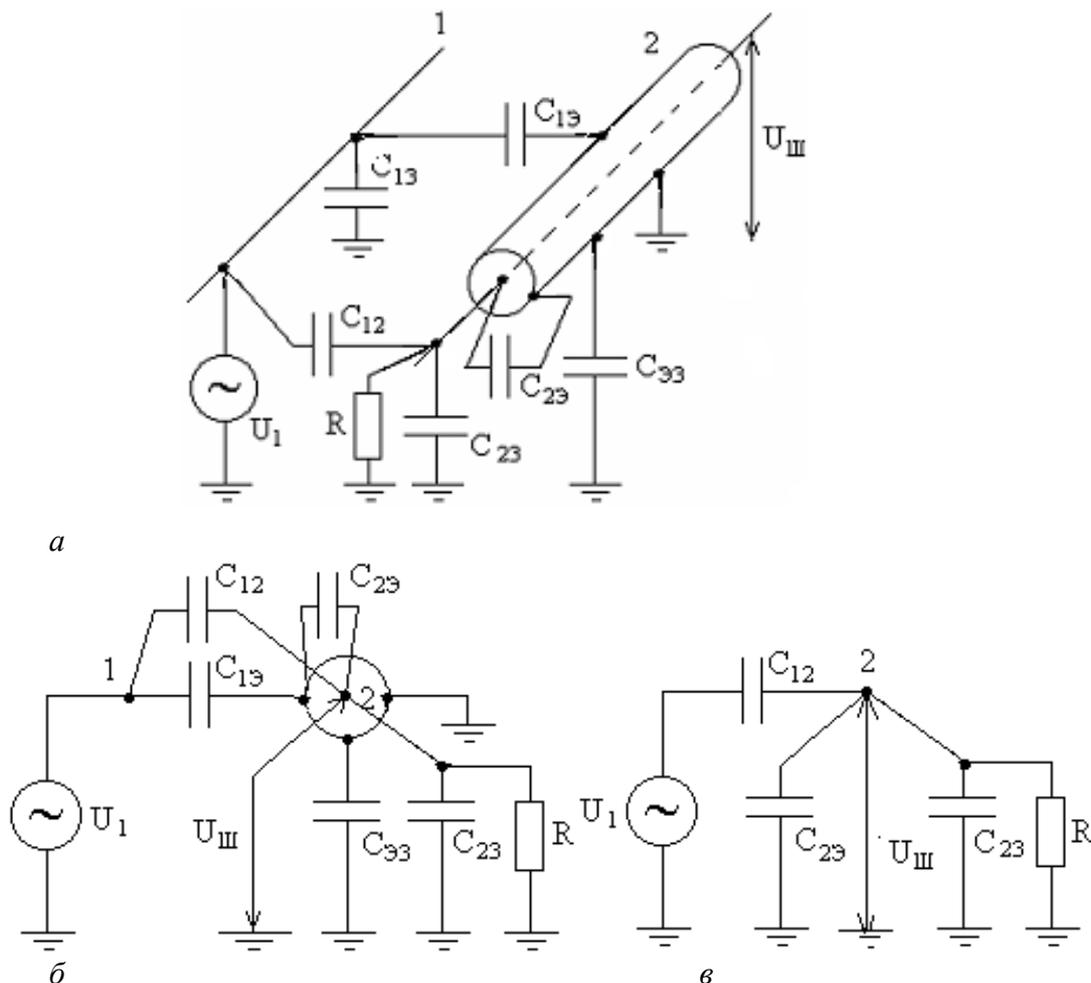
Для хорошего электрического экранирования необходимо:

- а) хорошее заземление экрана;
- б) минимизировать длину проводника, выходящего за экран.

Но здесь нужно помнить о частоте шумов, потому что такое заземление дает хороший эффект, если длина проводника не более $1/20$ длины волны. Для более длинных кабелей необходимо заземление в нескольких точках.

Реальный проводник с активной нагрузкой

Реальный проводник с активной нагрузкой показан на рисунке 2.5.



a – схема подключения;

б – эквивалентная схема; *в* – преобразованная схема

Рисунок 2.5. – Реальный проводник с активной нагрузкой

Эквивалентная схема та же, что и для неэкранированного проводника, но делитель образован сильно уменьшенной емкостью C_{12} за счет экрана (емкость только на выступающие за экран части) и параллельным включением C_{29} и C_{23} , то при $R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{29} + C_{23})}$, что обычно и выполняется:

$$U_{III} = j\omega C_{12} R U_1.$$

В противном случае, если $R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{29} + C_{23})}$, имеем

$$\dot{U}_{III} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{29} + C_{23}} \dot{U}_1.$$

2.1.3. Индуктивная связь (индуктивные наводки)

Индуктивная связь – это внутренняя связь, при которой шумы воздействуют на приемник через индуктивное сопротивление.

Магнитный поток, связанный с проводником, при прохождении тока I через замкнутую цепь:

$$\Phi = L \cdot I,$$

где L – индуктивность, которая зависит от геометрии проводника и среды. Индуктивность имеет смысл только для замкнутой цепи.

Если магнитный поток одного тока пересекает цепь (замкнутый контур) другого проводника, то имеет место взаимная индуктивность:

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1},$$

где Φ_{12} – поток через вторую цепь вызванный током первой цепи I_1 .

Магнитное поле плотностью потока (индукции) \bar{B} наводит в замкнутом контуре S напряжение шумов (рисунок 2.6):

$$U_{ш} = - \frac{d}{dt} \int_S \bar{B} d\bar{S},$$

$$U_{ш} = -$$



Рисунок 2.6. – Шумы, обусловленные магнитным полем

Напряжение шумов выводят из формулы Максвелла:

$$\oint_e \bar{S} d\bar{e} = - \frac{d}{dt} \int_S \bar{B} d\bar{S}.$$

Если контур тока неподвижен, а \bar{B} меняется только во времени по синусоидальному закону и перекрывает всю площадь контура, то

$$\dot{U}_{ш} = -j\omega BS \cos \theta.$$

где $B = f(I_1)$ – функция тока другой цепи;

θ – угол между вектором B и нормалью к площади S .

Это же напряжение можно выразить через взаимную индуктивность (коэффициент взаимной индукции):

$$\dot{U}_{\text{ш}} = j\omega M \dot{I}_1,$$

или дифференциальная форма записи:

$$\dot{U}_{\text{ш}} = M \frac{d\dot{I}_1}{dt},$$

где \dot{I}_1 – ток цепи, создающей помехи;

M – коэффициент взаимной индуктивности, отражающий геометрию проводников и среду между проводниками.

Наличие ω в уравнениях указывает, что напряжение шумов пропорционально частоте. Для уменьшения шумовой наводки через магнитную связь необходимо уменьшать B , S и $\cos \Theta$:

а) B уменьшается разносом в пространстве источника и приемника шума или применением витой (скрученной) пары в цепи источника, в результате чего ток пойдет по паре, а не по заземляющей поверхности. В этом случае магнитные поля от каждого провода в значительной мере компенсируются. Эффективность витой пары растет с увеличением количества витков на единицу длины;

б) S уменьшается расположением проводника ближе к заземляющей поверхности (если возвратный ток идет по ней) либо опять же применением витой пары;

в) $\cos \Theta$ уменьшается соответствующей ориентацией цепей источника и приемника.

Существуют следующие различия связи через электрические и магнитные поля:

1. При магнитной связи уменьшение сопротивления цепи приемника не снижает напряжения наводки (как это было при электрическом экранировании). (В формуле для шума $U_{\text{ш}}$ в случае магнитных наводок сопротивление цепи R даже не фигурирует).

2. При связи через магнитное поле (рисунок 2.7) напряжение шумов оказывается приложенным последовательно с проводниками-приемниками, а при электрической связи – это напряжение между проводниками и землей. (Например, шумы нормального вида, поперечные шумы, противофазные шумы).

Незаземленный немагнитный экран не влияет на величину магнитных наводок (конфигурация, ориентация, магнитные свойства не меняются).

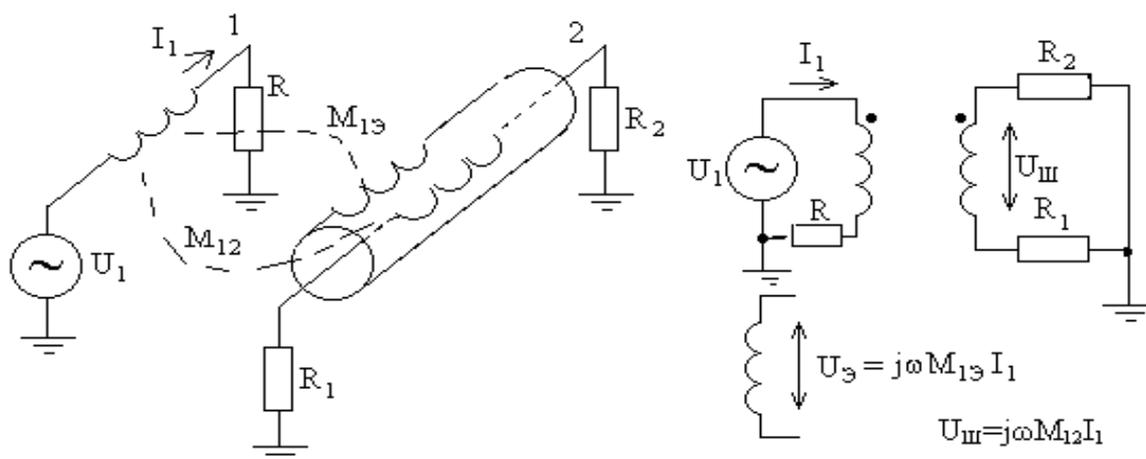


Рисунок 2.7. – Определение величины магнитных наводок

Напряжение на экране $\dot{U}_{\text{э}} = j\omega M_{1\text{э}} \dot{I}_1$. Заземление экрана с одного из концов не влияет на величину магнитной связи.

Помещение проводника в немагнитный экран и заземление экрана с одной стороны не влияют на величину напряжения, наводимого на этот проводник магнитным полем.

Рассмотрим частный случай магнитной связи двухпроводной линии с током шумов, протекающим по рядом расположенному проводу (рисунок 2.8).

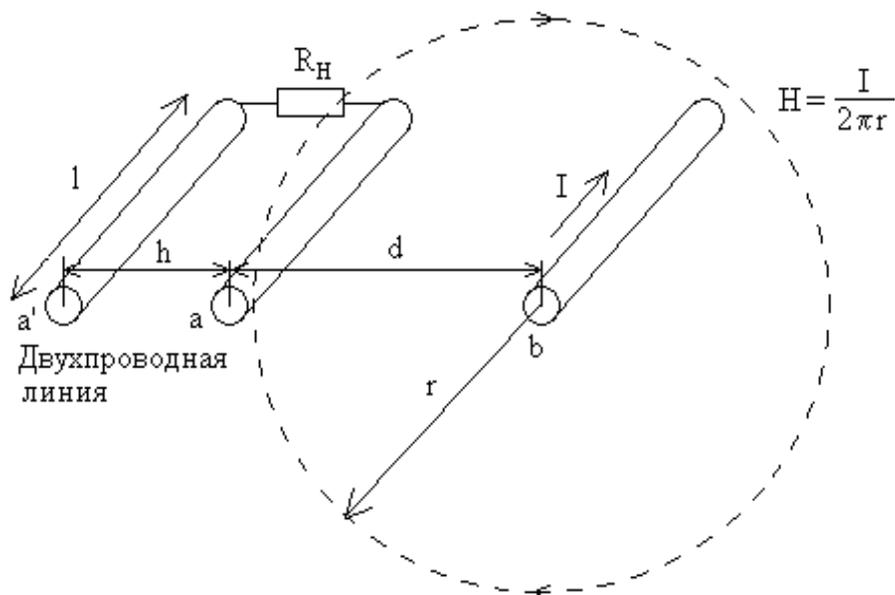


Рисунок 2.8. – Шумовые наводки на параллельные провода

В общем случае механизм такой связи описывается законом Фарадея:

$$\int_S \bar{E} \bar{d} S = -\frac{d\Phi}{dt} = -L \frac{dI}{dt} = U, \quad \Phi = \int_S \bar{B} \bar{d} S.$$

Возьмем ориентацию проводов параллельно линии наводящего тока, что соответствует максимальной связи (в этом случае $\cos \Theta = 1$). Напряженность магнитного поля бесконечно длинного проводника с током I на расстоянии R от оси проводника

$$H = \frac{I}{2\pi r}.$$

Магнитный поток через контур двухпроводной цепи от тока шумов

$$\Phi = \int_d^{d+h} B l dr = \mu l \int_d^{d+h} H dr = \frac{\mu l I}{2\pi} \int_d^{d+h} \frac{dr}{r} = \frac{\mu l I}{2\pi} \ln r \Big|_d^{d+h} = \frac{\mu l I}{2\pi} \ln \frac{d+h}{d},$$

где μ – магнитная проницаемость среды.

Напряжение шумов, действующее в контуре двухпроводной цепи,

$$U_{\text{ш}} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\mu l}{2\pi} \left(\frac{dI}{dt} \right) \ln \frac{d+h}{d}.$$

В случае синусоидального тока $\left| \frac{dI}{dt} \right| = \left| \frac{d}{dt} (I \cos \omega t) \right| = \omega I \sin \omega t$ напря-

жение шума

$$\dot{U}_{\text{ш}} = j \frac{\mu l}{2\pi} 2\pi f I \ln \frac{d+h}{d} = j \mu l f I \ln \frac{d+h}{d},$$

$$|U_{\text{ш}}| = \mu l f I \ln \frac{d+h}{d}.$$

Выводы

Для уменьшения шумовых наводок, обусловленных магнитным полем, полезно:

1. Максимально уменьшать площадь приемной цепи.
2. Максимально разносить источник шумовых наводок и приемную цепь шумовых магнитных наводок (увеличение затухания канала передачи).
3. Уменьшать ток в шумящей цепи (уменьшать напряжение в ней либо увеличивать ее полное сопротивление).
4. Передавать сигналы (информацию) на возможно низкой частоте (лучше постоянным током).

2.1.4. Магнитная связь между экраном и заключенным в него проводником

Магнитное поле трубчатого проводника в случае протекания равномерно распределенного тока, направленного вдоль оси, представлено на рисунке 2.9.

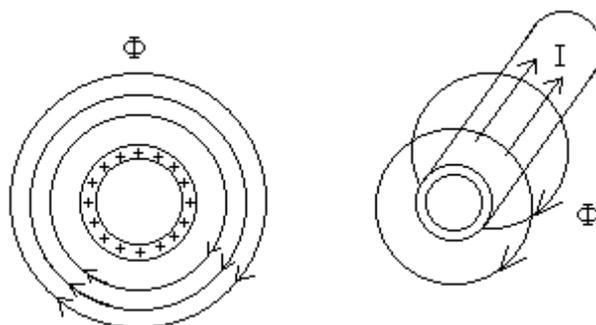
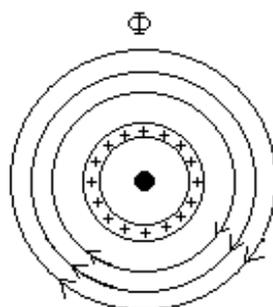


Рисунок 2.9. – Магнитный поток трубчатого проводника

Поле в полости отсутствует и сосредоточено с внешней стороны.

Поместим в трубку проводник, получим коаксиальный кабель (рисунок 2.10).



Р

Рисунок 2.10. – Магнитный поток коаксиального кабеля

Весь поток Φ от тока экрана I_2 , проходящего по экранирующей трубке, окружает в т.ч. и внутренний проводник. Индуктивность экрана вычисляется по формуле

$$L_2 = \frac{\Phi}{I_2}.$$

Взаимная индуктивность между экраном и внутренним проводником

$$M = \frac{\Phi}{I_2},$$

т.к. весь магнитный поток экрана охватывает и внутренний проводник.

Весь поток, создаваемый экраном, окружает и внутренний проводник, поток в обоих уравнениях один и тот же, поэтому

$$M = L_{\text{э}}.$$

Взаимная индуктивность между экраном и центральным проводником равна собственной индуктивности экрана.

Вследствие принципа обратимости справедливо и обратное утверждение: индуктивность экрана равна взаимоиндукции между центральным проводником и экраном.

Эти утверждения справедливы и в том случае, если проводник не в центре экрана, т.е. независимо от положения проводника в экране.

По такой методике можно определить и $U_{\text{ш}}$ от воздействия других цепей.

Эквивалентная схема экранированного проводника с заземленным экраном при магнитной связи представлена на рисунке 2.11.

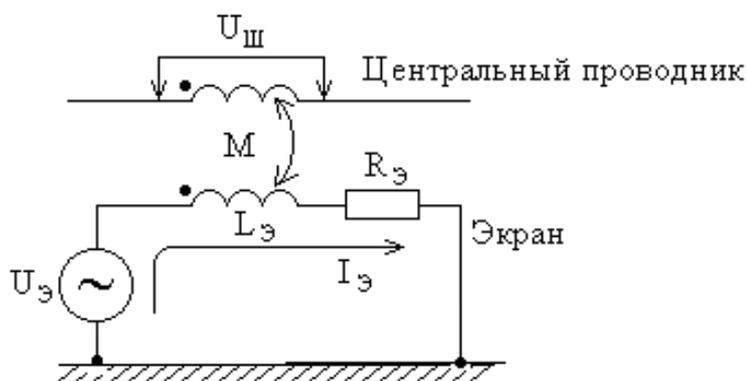


Рисунок 2.11. – Схема экранированного проводника с заземленным экраном

Напряжение шумов рассчитывается по формуле

$$U_{\text{ш}} = j\omega M I_{\text{э}},$$

но его можно вычислить другим способом:

$$I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{э}}}{R_{\text{э}} + j\omega L_{\text{э}}} = \frac{U_{\text{э}}}{L_{\text{э}}} \frac{1}{j\omega + R_{\text{э}}/L_{\text{э}}}.$$

$$\text{Отсюда } U_{\text{ш}} = \frac{j\omega M U_{\text{э}}}{L_{\text{э}}} \cdot \frac{1}{j\omega + R_{\text{э}}/L_{\text{э}}}.$$

Учитывая, что $L_3 = M$, получим

$$U_{\text{ш}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_3}{L_3}} U_3.$$

Графически напряжение шумов можно определить по рисунку 2.12.

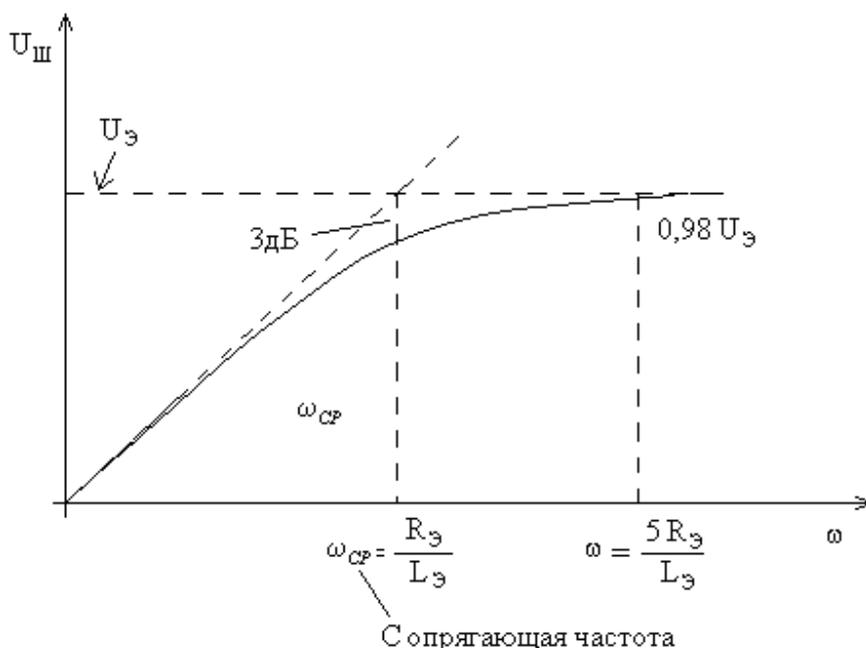


Рисунок 2.12. – Частотная зависимость шумов на проводнике

Частота среза экрана в этом случае

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{R_3}{L_3}.$$

Наводимое на центральный проводник напряжение на постоянном токе равно нулю и растет с увеличением ω . При частоте $\omega = 5\omega_{\text{ср}}$ и более напряжение шумов на проводнике почти равно напряжению, наводимому на экране. Пятикратная частота среза для большинства кабелей не превышает верхней границы звуковых частот или близка к ней.

2.1.5. Экранирование для предотвращения излучения магнитных полей

Для предотвращения излучения магнитных полей применяется экранирование источника проводящим экраном. Проводящий и заземленный в одной точке экран вокруг проводника экранирует электрическое поле,

а магнитное практически не меняет (зависит только от влияния материала на магнитные свойства среды).

Основная идея предотвращения излучения магнитного поля состоит в том, чтобы по экрану создать такой возвратный ток, который бы компенсировал поле проводника (рисунок 2.13).

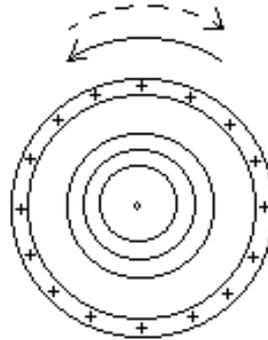
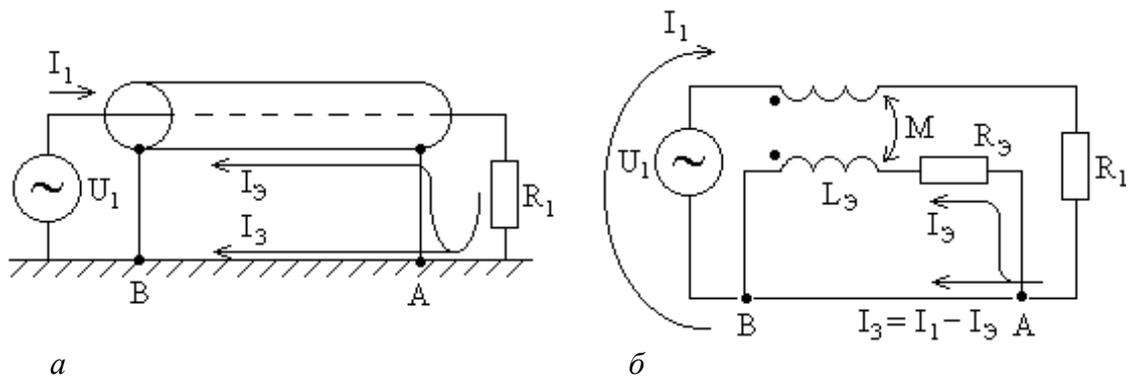


Рисунок 2.13. – Компенсация магнитных потоков внутреннего и внешнего проводников

Если брать тот же коаксиальный кабель, то по экрану нужно организовать возвратный ток, равный и противоположно направленный току, протекающему по центральному проводнику. Однако реально имеем следующую эквивалентную схему линии передачи сигнала (рисунок 2.14).



а – схема включения; б – эквивалентная схема

Рисунок 2.14. – Влияние взаимной индуктивности на токи

Для компенсации излучения нужно, чтобы $I_3 = I_1$. Но при заземлении экрана с двух сторон по земле течет еще и ток I_3 между точками А и В.

Рассмотрим контур $A-R_3-L_3-B-A$. По второму закону Кирхгофа

$$0 = I_3(j\omega L_3 + R) - j\omega M I_1.$$

Здесь примем сопротивление земли равным нулю.
Однако $M = L_3$. Тогда

$$I_3 = I_3 \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_3}{L_3}} = I_1 \frac{j\omega}{j\omega + \omega_{CP}}$$

Благодаря наличию взаимной индуктивности экрана и центрального проводника на высоких частотах экран создает цепь возврата с более низким сопротивлением, чем плоскость заземления. При снижении частоты ниже $5\omega_{CP}$ экранирование от излучения ухудшается, т.к. все большая часть возвратного тока идет по плоскости заземления.

Чтобы предотвратить высокочастотное излучение магнитного поля проводником, заземленным на обоих концах, его нужно экранировать, а экран заземлить на обоих концах.

Если один конец сигнального проводника не заземлен, то и экран здесь тоже не следует заземлять, чтобы возвратный ток не ответвлялся на землю. Такая схема хорошо экранирует излучение на частотах ниже частоты среза экрана (рисунок 2.15).

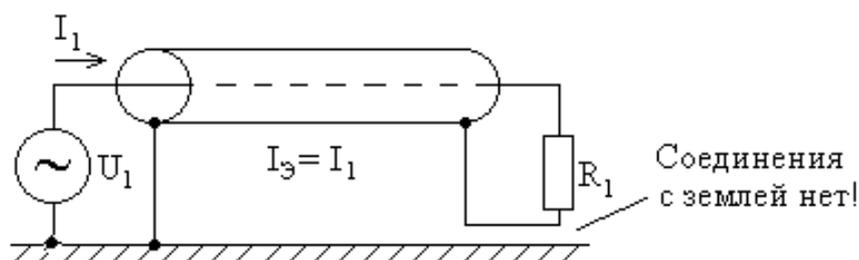


Рисунок 2.15. – Способ увеличения возвратного тока через экран

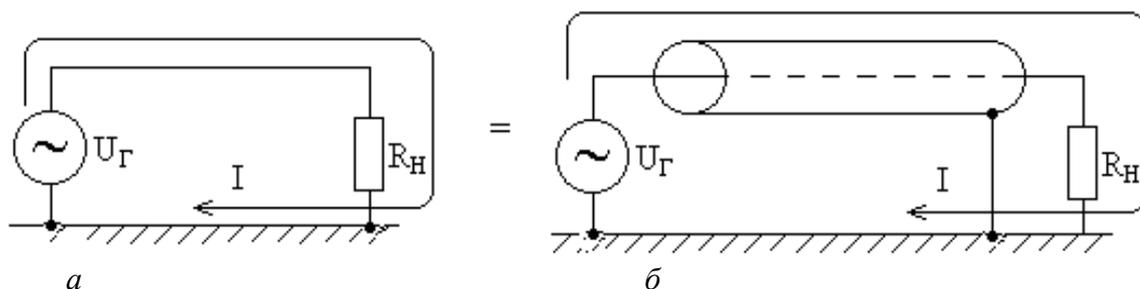
2.1.6. Экранирование приемника от магнитных полей

Лучший способ защиты приемника от магнитных полей – уменьшение площади его контура.

Площадь контура здесь – это общая площадь, охватываемая контуром тока приемной цепи. Важно то, что контур берется по току, возвращающемуся к источнику сигнала, действующему в приемной цепи. Часто ток возвращается по пути, не предусмотренному разработчиком, и площадь контура изменяется по сравнению с ожидаемой площадью. Так что определение пути тока возврата иногда бывает задачей трудноразрешимой в реальной аппаратуре.

Размещение в экране проводника, который близко прилегает к экрану, приводит к тому, что ток возвращается по цепи, охватывающей меньшую

площадь, и это обеспечивает определенную защиту приемной цепи от магнитных полей. Эта защита обусловлена уменьшением площади контура, а не магнитными экранирующими свойствами экрана (рисунок 2.16).



a – общая схема; *б* – реальная схема

Рисунок 2.16. – К определению пути возвратного тока

Установка и заземление экрана с одной стороны не изменяют площадь контура. Она уменьшается, если близко расположенный экран заземлен у источника сигнала и нагрузки (рисунок 2.17).

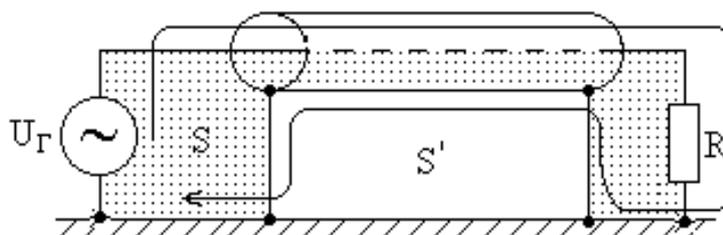


Рисунок 2.17. – Уменьшение площади контура возвратного тока

Практически исключается площадь S' , т.к. большая часть возвратного тока проходит по близкому экрану, а не по шасси прибора. Это происходит на частотах, превышающих частоту среза более чем в пять раз. Эту схему не следует применять на низких частотах еще и потому, что если по экрану текут токи других источников, то они прямо поступают на нагрузку.

Отсюда следует, что для получения максимальной защиты цепи приемника от магнитных полей на низких частотах экран не должен служить одним из сигнальных проводников, а один конец сигнальной цепи необходимо изолировать от земли. **Площадь контура уменьшается, если близко расположенный экран заземлен у источника сигнала и нагрузки** (рисунок 2.18).

Экран лучше заземлить в одной точке, чтобы не было токов и наводок от него на сигнальные провода. Лучше всего это реализуется с помощью

витой пары в экране (при условии правильного и надежного подключения). Иногда из-за емкости или замыкания на шасси и другие элементы контуры токов могут быть самыми неожиданными.

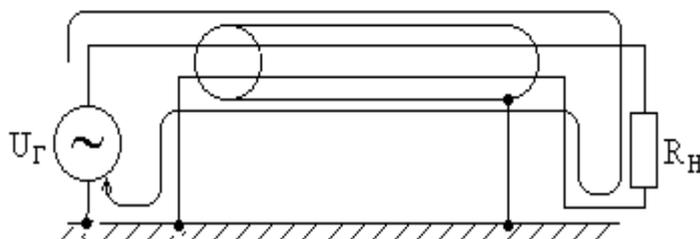


Рисунок 2.18. – Схема подключения витой пары в экране

2.1.7. Избирательное экранирование

Примером избирательного экранирования может служить рамочная антенна (рисунок 2.19).

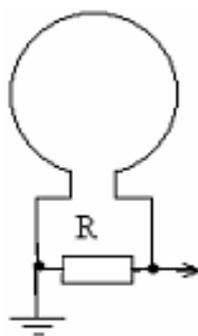


Рисунок 2.19. – Конфигурация рамочной антенны

Реагирует на магнитную компоненту поля, которое создает напряжение,

$$U_{\text{м}} = 2\pi fBS \cos \Theta ,$$

где $\cos \Theta$ – угол между направлением вектора магнитного поля и перпендикуляром к плоскости рамки.

Такая антенна применяется для определения направления прихода волны. Однако она работает одновременно и как штыревая, реагирующая на электрическое поле $U_{\text{э}} = \frac{2\pi SE}{\lambda} \cos \Theta$, Θ – угол между вектором электрического поля E и плоскостью рамки.

Большинство помех имеет большую электрическую составляющую и надо от них экранироваться, поэтому логически правильно будет поместить рамку в проводящий экран, который следует заземлить в одной точке (рисунок 2.20).

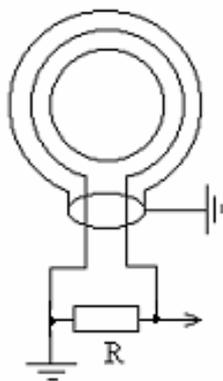


Рисунок 2.20. – Полное экранирование рамочной антенны (неудачное)

В этом случае по внешнему экрану, представляющему собой короткозамкнутый виток, от магнитной компоненты индуцируется ток, который «выталкивает» поле из плоскости петли. В результате рамочная антенна не будет реагировать и на магнитную составляющую. Экран надо где-то разорвать, чтобы не было компенсирующих токов. Обычно это делают сверху (рисунок 2.21).

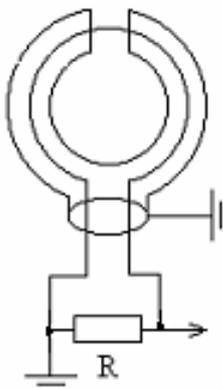


Рисунок 2.21. – Избирательное экранирование рамочной антенны

Такая антенна будет реагировать только на магнитную составляющую приходящей волны $U_M = 2\pi fBS \cos \Theta$.

2.1.8. Экраны и токи в них

Большинство кабелей имеют экраны в виде оплетки. Она прочна, выдерживает многократные изгибы. Но она имеет плотность 60–90% (т.е. площадь перекрытия), а остальное – «дырки». Меньшая плотность слабо влияет на экранирование электрических полей, но сильно влияет на экранирование от магнитных полей. Это объясняется тем, что нарушается

однородность тока в экране (при анализе ранее полагалось, что ток в экране однородный). На высоких частотах эффективность оплетки еще более падает (на 5–30 дБ хуже сплошной), т.к. длина волны становится все более сравнимой с неоднородностями оплетки. Поэтому применяют многослойные (двойные и тройные экраны) для кабелей, а также сплошные из гофрированных медных трубок или алюминиевой фольги. Большое значение имеет разделка экранов. Разделка «косичкой» уменьшает экранирование, т.к. часть проводника электрически не экранирована (рисунок 2.22).

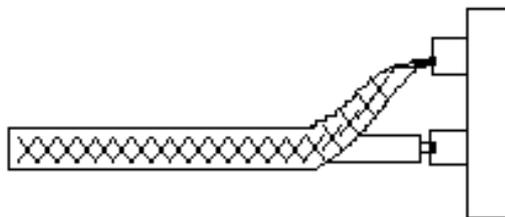


Рисунок 2.22. – Разделка экрана «косичкой»

Лучше всего экран опаять по контуру, как это делается в коаксиальных соединителях. Однако и там следует обращать внимание на технологию распайки экрана и качество ее исполнения.

2.2. Заземление

Заземление – один из основных путей уменьшения нежелательных шумов и наводок. На заземления часто при конструировании не обращают внимания, однако при производстве в серии бывает очень много неприятностей.

Проектировщик должен преследовать две цели при организации заземлений:

- минимизировать напряжение шумов, возникающих при прохождении токов от двух и более схем через общее сопротивление земли;
- исключить образование контуров заземления, чувствительных к магнитным полям и разностям потенциалов земли.

В общем случае шина земли (нулевая шина) может быть определена как потенциальная точка или поверхность, потенциал которой служит уровнем отсчета напряжений в схеме или системе. Шина земли может иметь потенциал планеты Земля, а может и не иметь (например, на летательных аппаратах).

В целях безопасности в наземной аппаратуре защитное заземление всегда должно иметь потенциал земли, а для сигнальных земель (провода низкого уровня сигнала) это не обязательно.

Защитное заземление обычно действует по следующей схеме (рисунок 2.23).

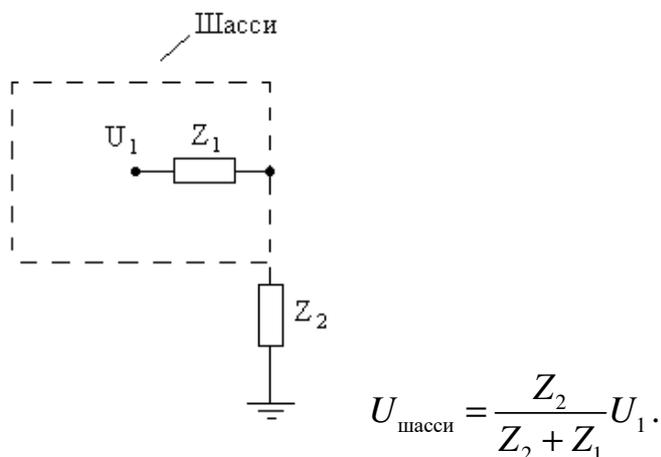


Рисунок 2.23. – Схема действия защитного заземления

Все зависит от соотношения Z_1 и Z_2 , потенциал на шасси может быть очень высокий. При заземлении $Z_2 = 0$ и $U_{\text{шасси}} = 0$.

Может возникнуть опасная ситуация – пробой изоляции (рисунок 2.24), когда потенциал на шасси повышается.

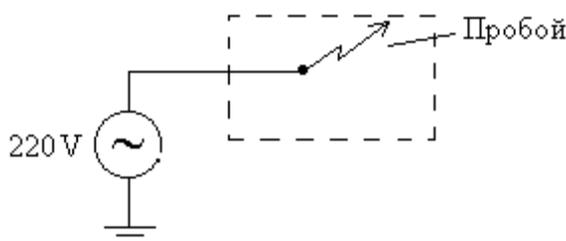


Рисунок 2.24. – Схема пробоя изоляции

Если человек касается шасси, а шасси не заземлено, то его может поразить ток, величина которого ограничена общим сопротивлением цепи и током, на который рассчитан предохранитель. Устройство защитных заземлений регламентируется правилами устройства электроустановок.

Сигнальная земля – это провод или шина заземления, используемые в цепи сигнала. Сигнальные земли делятся на два основных класса:

- заземление в одной точке (одноточечное заземление);
- заземление в нескольких точках (многоточечное заземление).

Одноточечное заземление может быть двух типов:

- с последовательным подключением схем;
- с параллельным подключением схем (система с отдельными землями).

При дальнейшем рассмотрении заземления следует помнить два основных момента:

1. Все проводники имеют конечную проводимость, состоящую обычно из активного и индуктивного сопротивлений.

Пример. На частоте 11 кГц провод диаметром 0,645 мм, расположенный на расстоянии 25 мм от заземляющей поверхности, имеет индуктивное сопротивление больше активного.

2. Разнесенные в пространстве точки заземления очень редко имеют одинаковый потенциал.

Силовая земля практически не годится в качестве сигнальной земли. Напряжение земли между двумя точками питания обычно составляет сотни милливольт, а иногда и единицы вольт, а это уже очень много, например, для ТТЛ и ЭСЛ логических схем. Однако в целях безопасности сигнальную землю надо подключать к силовой хотя бы в одной точке.

Рассмотрим конкретные соединения.

Одноточечные схемы заземления

Само название «одноточечные схемы заземления» означает заземление в одной точке (рисунок 2.25).

Последовательное выполнение одноточечного заземления показано на рисунке 2.26. Параллельное выполнение одноточечного заземления показано на рисунке 2.27.

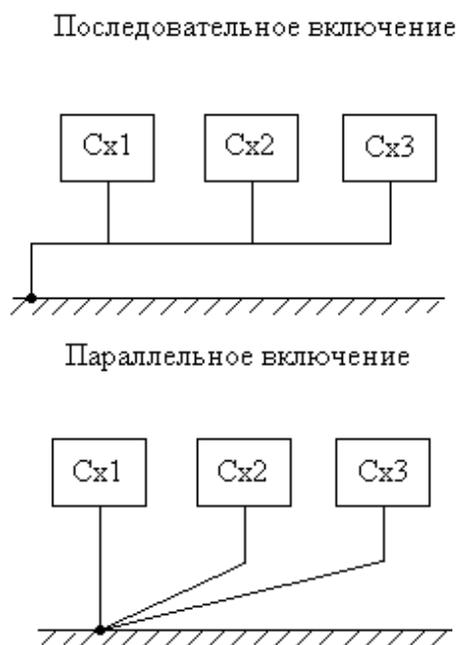
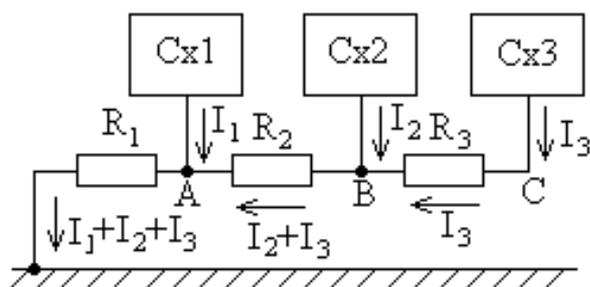
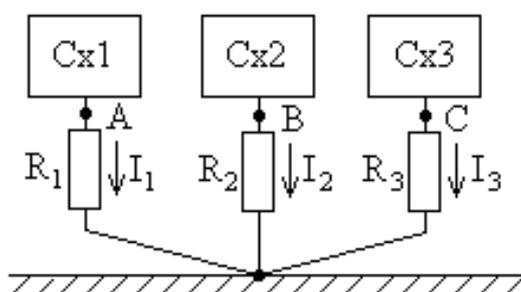


Рисунок 2.25. – Схема устройства одноточечного заземления



**Рисунок 2.26. – Последовательное выполнение
одноточечного заземления**



**Рисунок 2.27. – Параллельное выполнение
одноточечного заземления**

Приведем сравнение напряжений в схемах последовательного и параллельного выполнения одноточечного заземления.

Напряжение в схеме последовательного заземления	Напряжение в схеме параллельного заземления
$U_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1$	$U_A = I_1R_1$
$U_B = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2$	$U_B = I_2R_2$
$U_C = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3$	$U_C = I_3R_3$

Земли отдельных схем включены последовательно и с точки зрения помехозащищенности такая схема обладает худшими показателями, но благодаря простоте исполнения она применяется в некритических схемах. В схеме 3 (Cx3) (см. рисунок 2.26) наводится максимальный уровень шума.

Потенциал земли будет зависеть только от собственных токов и параметров своей схемы, не будет перекрестных связей через возвратные токи. Однако на высоких частотах индуктивности проводников, индуктивности и емкости связи между отдельными землями оказывают влияние на работу схемы, особенно если длина заземлений больше $1/20$ длины волны

(они работают как антенны, особенно если их длина равна нечетному числу четвертей длин волн). Систему с отдельными землями желательно использовать на низких частотах.

Многоточечное заземление

Применяется на высоких частотах с целью уменьшения сопротивления заземления. Схемы подключаются по возможности к ближайшей заземленной поверхности с большой проводимостью, обычно к шасси. Низкое сопротивление земли обусловлено в основном более низкой индуктивностью заземляющей поверхности (рисунок 2.28).

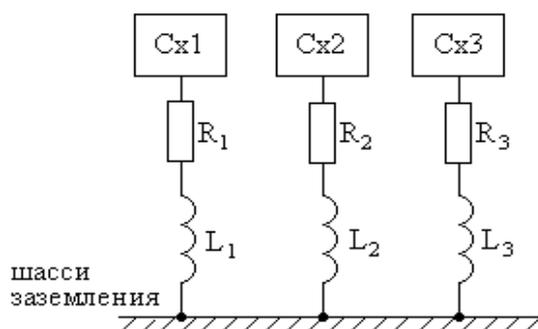


Рисунок 2.28. – Схема выполнения многоточечного заземления

Расстояние между каждой схемой и шасси должно быть минимальным, чтобы уменьшить активное сопротивление и индуктивность. На высоких частотах проводимость заземляющей поверхности можно увеличить, посеребрив ее. На низких частотах многоточечную схему применять не следует, т.к. образуется общая связь через обратные токи общей заземляющей поверхности (на низких частотах землю обычно используют в качестве второго проводника, а на высоких частотах сигналы обычно передают с помощью экранированных или симметричных кабелей).

Рекомендации

При работе схемы в диапазоне частот:

- до 1 МГц предпочтительнее одноточечные схемы заземления;
- выше 10 МГц – многоточечное заземление;
- от 1 до 10 МГц можно использовать одноточечные схемы заземления, если самый длинный проводник заземления короче $1/20\lambda$ ($1/20$ длины волны), если он длиннее, то следует применить многоточечную схему.

2.2.1. Практические схемы низкочастотного заземления

В практике устройства заземлений приходится выбирать компромисс между сложностью проводного монтажа и обеспечением минимума по электрическим шумам. Заземления должны собраться в точке с единым потенциалом.

Решение состоит в том, чтобы схемы с сильно различающимися уровнями потребляемой мощности и уровнями шумов не имели общего возвратного провода земли. Несколько слаботочных схем могут подключаться к земле общим проводом, тогда как другие схемы могут иметь отдельные провода заземления (для уменьшения взаимных помех).

В большинстве случаев необходимо создать как минимум три отдельные возвратные цепи земли (рисунок 2.29).

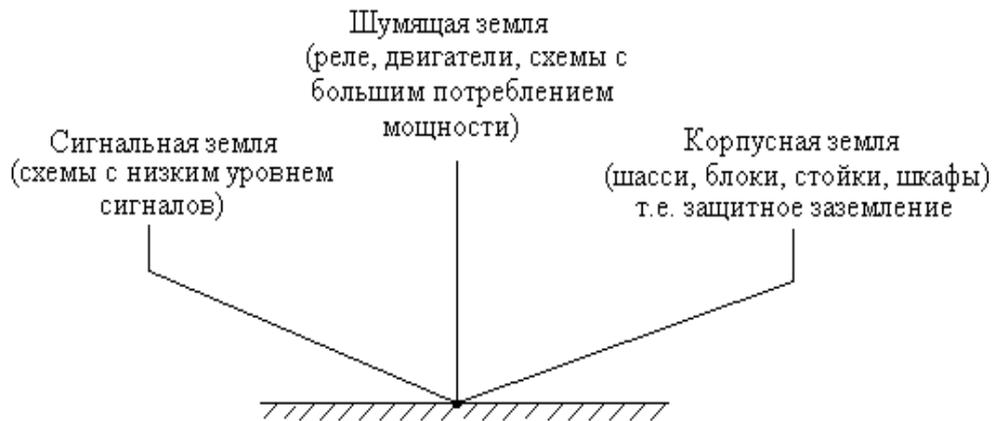


Рисунок 2.29. – Минимальное выполнение возвратных цепей земли

Сигнальная земля слаботочных схем должна отделяться от шумящей земли (земля схем с реле, двигателями и т.п.). Корпусная земля – это земля силовых цепей. Все три отдельные цепи следует соединять вместе только в одной точке, чтобы исключить образование контуров.

Пример. Устройство заземлений схем накопителя на магнитной ленте приведено на рисунке 2.30.

В приведенном примере заземление усилителей записи и цифровых схем можно объединить в одну точку (уровни сигналов одинаковы). Наиболее чувствительные элементы – усилители считывания, поэтому они разделены на две группы по три (лучше, конечно, заземлять каждый усилитель, но экономически это нерационально).

При устройстве корпусных заземлений следует избегать образования контуров заземления. Например, панели или плату со стойкой необходимо соединять с корпусной землей только в одной точке. Если к этой же точке подключить и платы, соединенные между собой, то получаем контур, представляющий собой приемник магнитного поля шумов.

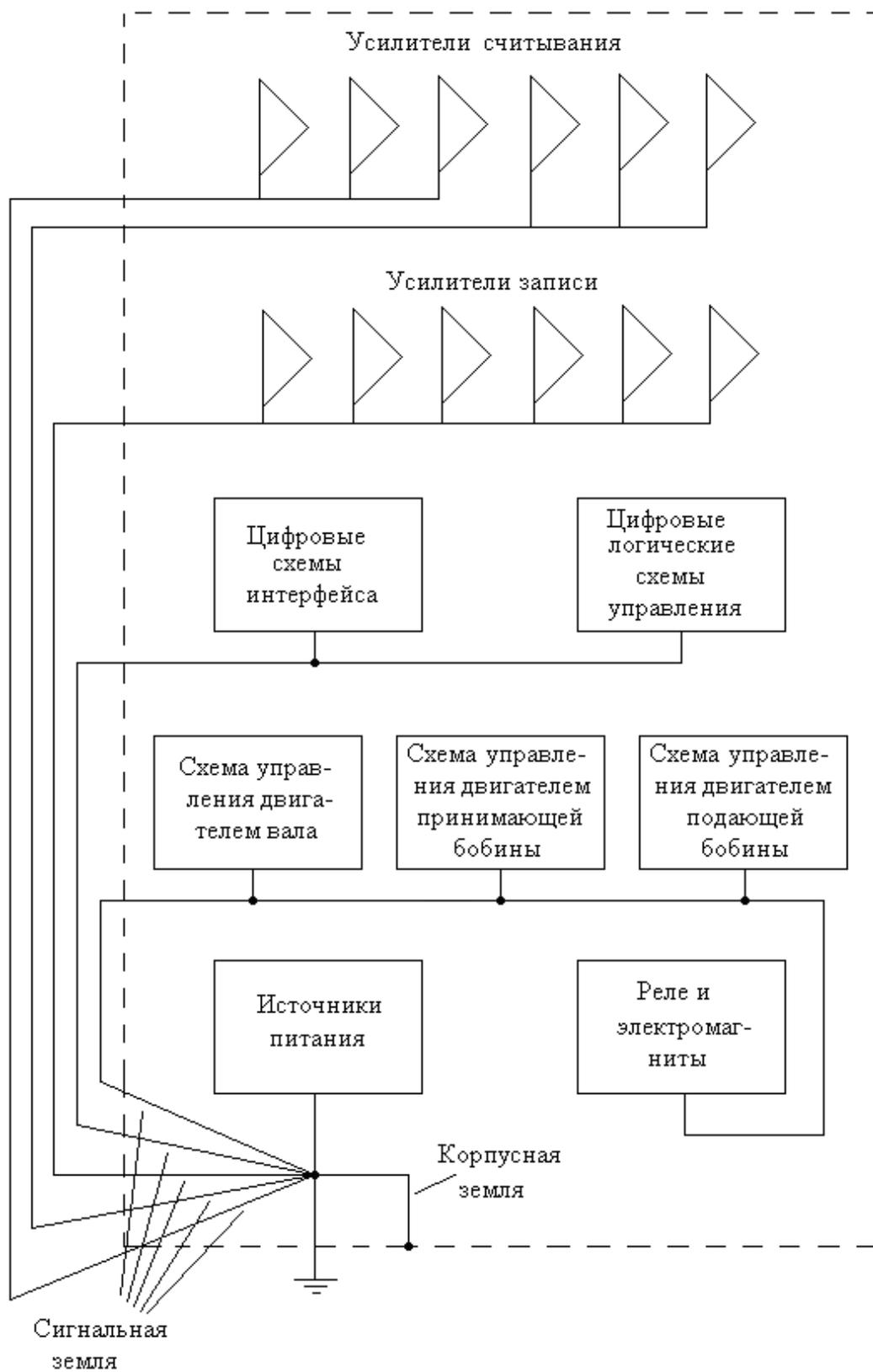


Рисунок 2.30. – Пример практического выполнения заземлений

При этом следует учитывать и наличие элементов корпусной земли (емкости на шасси и шкафы), т.к. в этом случае токи помех при достаточной большой емкости и частоте могут образовывать контур. Поэтому емкость земли на шасси должна быть минимальной.

При создании заземления монтаж выполняют так, чтобы обеспечить надежный контакт заземляющего провода. Параметры заземления скользящих шарниров и направляющих с течением времени или от экземпляра к экземпляру сильно меняются, поэтому при разработке схемы нужно вносить поправку на их изменение в процессе эксплуатации. Необходимо учитывать гальваническую совместимость контактирующих поверхностей, опираясь на знания ряда активности металлов по группам (см. п. 1.4). Следует также следить за качеством контактирующих элементов, стыков и отверстий, технологией изготовления и конструкцией (например, если в литой алюминиевый корпус ставится стальная втулка на клей, а к ней заземляющая клемма, то контакта через слой клея не будет).

2.2.2. Выбор опорной земли для схемы

Рассмотрим проводную цепь и в качестве нагрузки источника сигнала усилитель (рисунок 2.31).

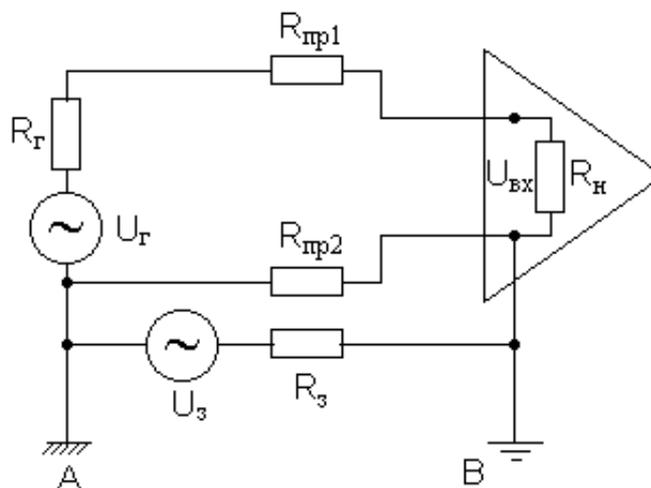


Рисунок 2.31. – Схема проводной цепи с усилителем

В схеме имеется два территориально разнесенных заземления, значит, между двумя точками заземления (между точками А и В) разность потенциалов не нулевая. В приведенной схеме $U_{вх} \approx U_{Г} + U_{з}$. Практически все шумы земли попадают на вход усилителя. Помеха от земли здесь синфазная. Ее можно исключить применением дифференциального усилителя (будем рассматривать далее), но рациональнее выбрать опорную землю (нагрузка –

не всегда усилитель), т.е. отключить от земли либо источник, либо нагрузку, если это возможно выполнить технически.

Отключение земли в точке В означает, что усилитель должен работать от незаземленного источника питания, поэтому обычно отключают заземление источника сигнала в точке А.

Рассмотрим два случая выбора опорной земли для схемы.

1. При условии $R_{np2} \ll R_r + R_{np1} + R_n$ приведенная выше схема преобразуется в схему, изображенную на рисунке 2.32.

Допустим: $U_3 = 100$ мВ ($I = 10$ А, протекающий через $R = 0,01$ Ом, т.е. по земле действительно может течь такой ток шумов);

$$R_r = 500 \text{ Ом};$$

$$R_{np1} = R_{np2} = 1 \text{ Ом};$$

$$R_n = 10 \text{ кОм}.$$

Рассчитаем напряжение шумов для преобразованной схемы.

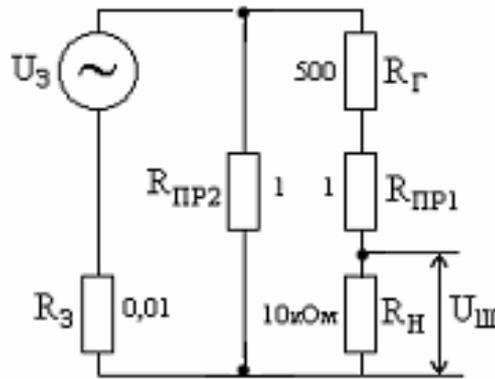


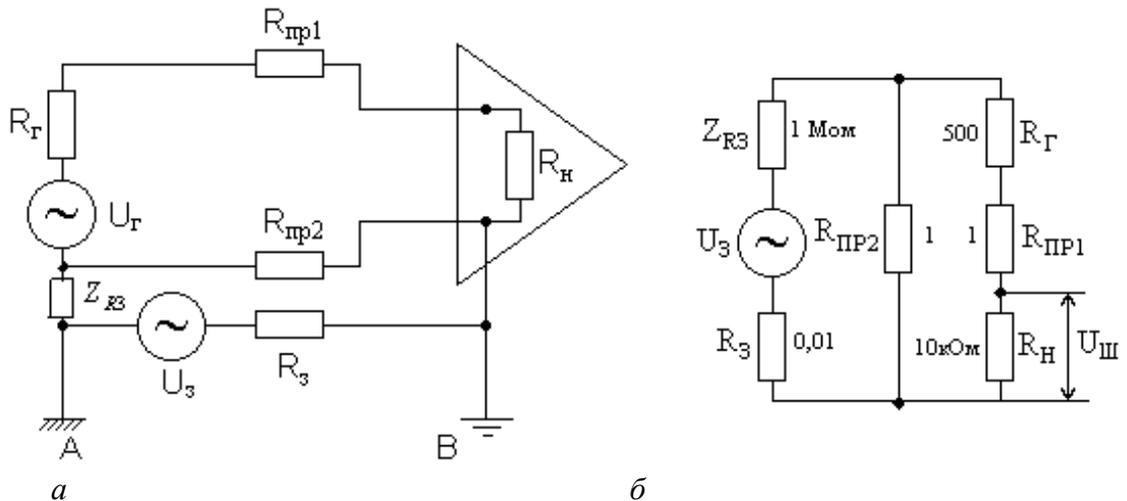
Рисунок 2.32. – Эквивалентная схема для шумов

$$U_{ш} = \frac{R_n}{R_n + R_{np1} + R_r} \cdot \frac{R_{np2}}{R_{np2} + R_3} \cdot U_3.$$

Подставляя в эту формулу числовые значения, получаем $U_{ш} = 94,28$ мВ. При заземлении в точках А и В почти все напряжение земли U_3 попадает на вход усилителя.

2. При условиях $R_{np2} \ll R_r + R_{np1} + R_n$ и изолированного источника для тех же исходных данных.

Изоляцию введем как сопротивление Z_{R3} (не всегда можно полностью отключить источник от земли, а увеличить сопротивление Z_{R3} обычно можно довольно легко) (рисунок 2.33).



a – схема подключения; *б* – эквивалентная схема

Рисунок 2.33. – Шумы на нагрузке, когда источник подключен к земле через большое сопротивление

Допустим, что $Z_{R3} = 1 \text{ МОм}$, при $Z_{R3} \ll R_{П2} + R_3$, тогда получаем $U_{Ш} = 0,095 \text{ мкВ}$.

Шумы на входе ослаблены в 10^6 раз по напряжению, или на 120 дБ.

В результате проведенного анализа можно сделать вывод о нахождении правильного выбора опорной земли. В данном случае это точка В.

2.2.3. Экранирование усилителей

Усилители с большим коэффициентом усиления часто помещают в металлические экраны для защиты от электрических полей (рисунок 2.34).

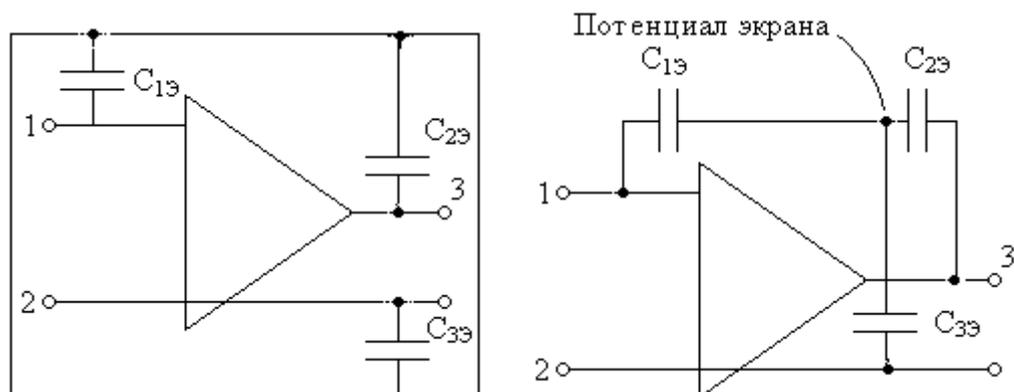


Рисунок 2.34. – Усилитель в экране

Для минимизации нежелательного влияния обратную связь необходимо правильно заземлять экран.

Есть только одно подключение экрана, которое устраняет нежелательную обратную связь, – подключение его к общему выводу усилителя (рисунок 2.35).

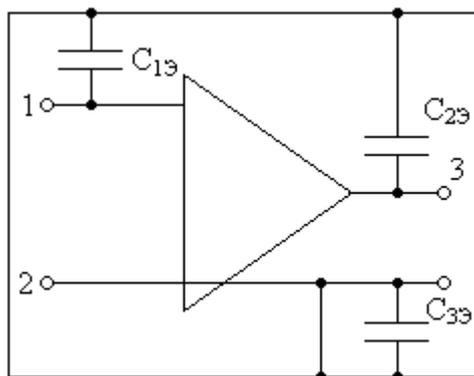


Рисунок 2.35. – Подключение экрана усилителя

При подключении экрана к общему выводу происходит закорачивание емкости $C_{3э}$ и тем самым исключается обратная связь, создаваемая делителем $C_{3э}$, $C_{2э}$. Такое подключение выполняют и тогда, когда потенциал общего провода не имеет потенциала земли.

2.2.4. Заземление экранов кабелей, применяемых для передачи низкочастотных сигналов

Такие цепи будем рассматривать с точки зрения приемника шумов. Экран кабеля, передающего низкочастотный сигнал, следует заземлять в одной точке, если источник или нагрузка не заземлена. Если точек заземления несколько, то при низкочастотных сигналах по экрану будет течь ток шумов посторонних источников и даже в случае витой пары в экране такой ток может наводить неравные напряжения на соединительных проводах. В коаксиальном кабеле на экране создается напряжение шумов $U_{ш} = I_{ш} R_{э}$, т.е. падение напряжения возникает только на сопротивлении экрана (токи низкочастотные, поэтому индуктивностью $L_{э}$ пренебрегаем). Поэтому для диапазона низких частот возвратный провод выполняется отдельно, а экран заземляется в одной точке.

Проанализируем выбор точки для заземления экрана.

Пример

1. Рассмотрим схему усилителя с незаземленным источником сигнала (рисунок 2.36).

При передаче низкочастотных сигналов, близких по свойствам к постоянному току, в эквивалентной схеме будут присутствовать только емкостные связи.

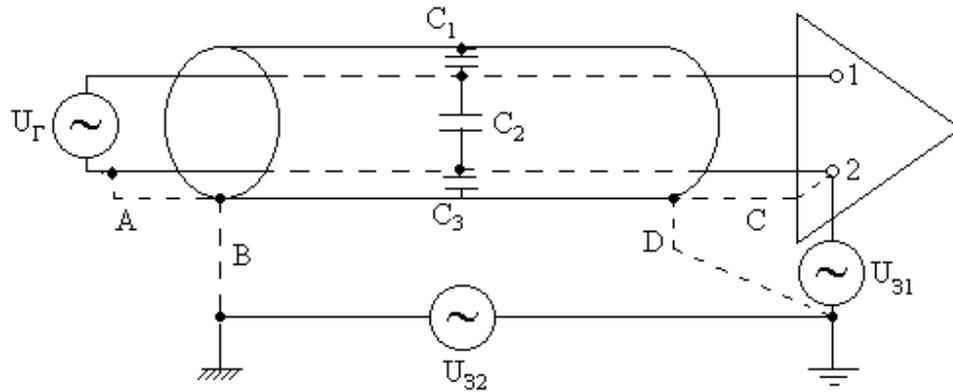
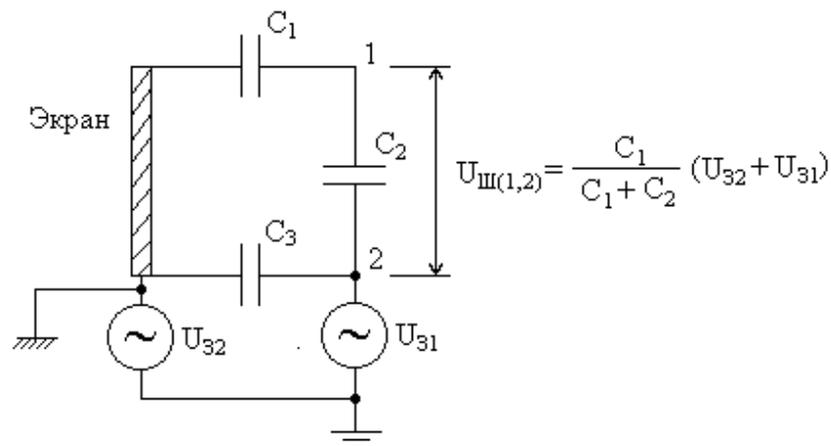


Рисунок 2.36. – Возможные варианты (А, В, С, D) подключения экрана при незаземленном источнике сигнала

Рассмотрим эти варианты подключения экрана (А, В, С, D) более подробно на схемах, изображенных на рисунке 2.37.

Соединение В



Соединение С

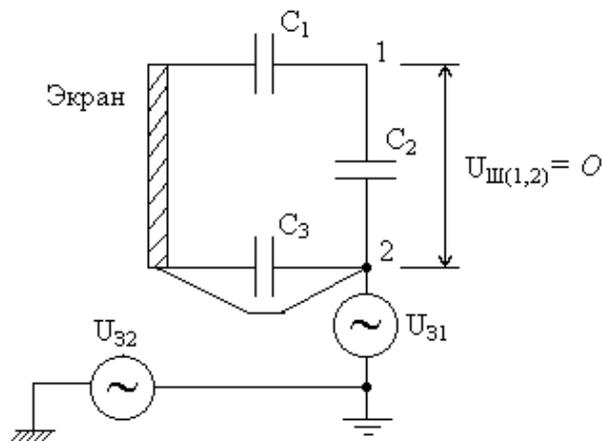


Рисунок 2.37. – Уровень шумов в зависимости от варианта подключения экрана в случае незаземленного источника (начало)

Соединение D

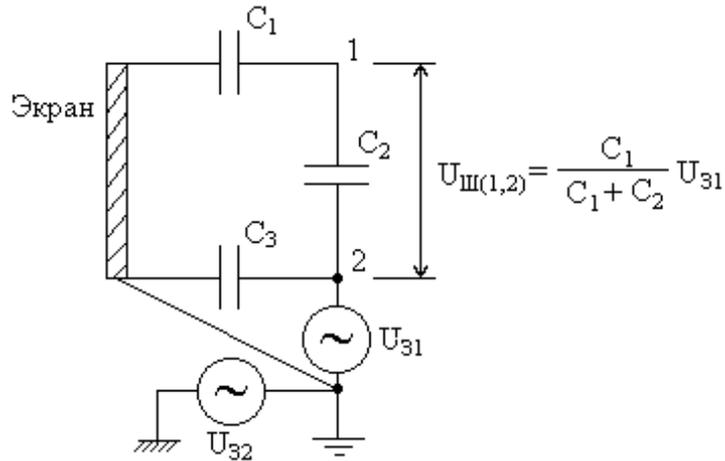


Рисунок 2.37. – Уровень шумов в зависимости от варианта подключения экрана в случае незаземленного источника (окончание, начало –с. 47)

Соединение А неэффективно, т.к. ток шумов экрана, прежде чем попасть на землю, протекает по одному из сигнальных проводов, создавая на нем падение напряжения, включенное последовательно с сигналом.

Из приведенных формул, описывающих $U_{ш}$, следует, что оптимальным подключением является вариант подключения экрана С.

Для схемы с незаземленным источником и заземленным усилителем входной экран следует подключать к общему зажиму усилителя, а не к земле, даже если он не находится под потенциалом земли.

1. Рассмотрим незаземленный усилитель и заземленный источник сигнала (рисунок 2.38).

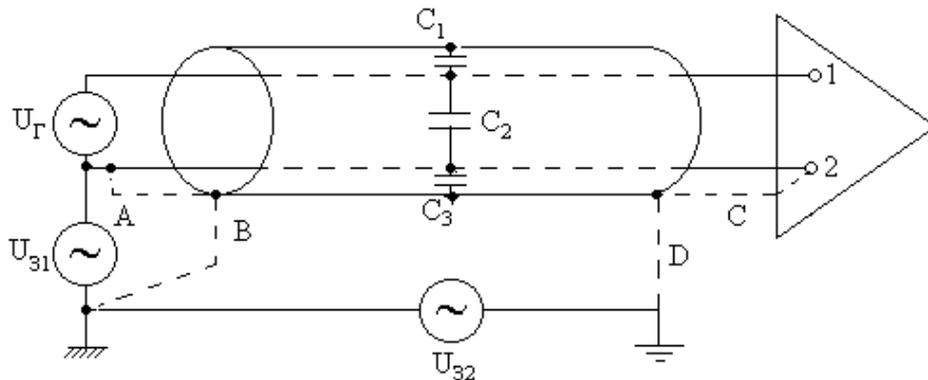


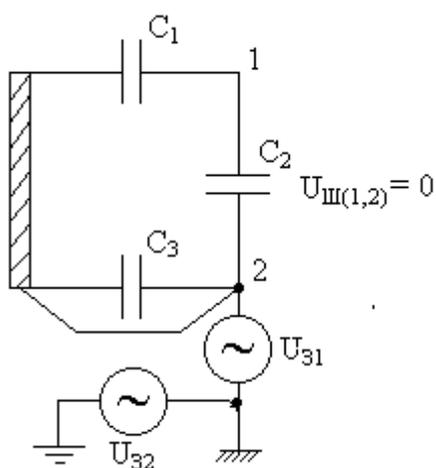
Рисунок 2.38. – Варианты подключения экрана в случае незаземленного усилителя

В этом случае вариант соединения С неэффективен, т.к. при прохождении к земле токи шумов могут проходить по одному из сигнальных проводов, создавая тем самым помехи.

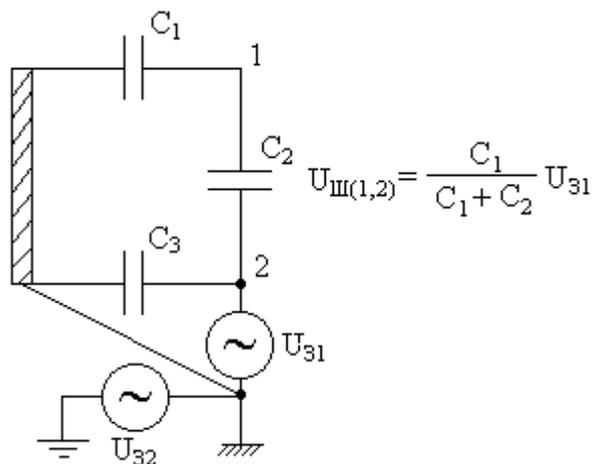
Рассмотрим другие варианты подключения экрана (А, В, D) на схемах, изображенных на рисунке 2.39.

Из приведенных формул, описывающих $U_{ш}$, следует, что оптимальным подключением является вариант подключения экрана А.

Соединение А



Соединение В



Соединение D

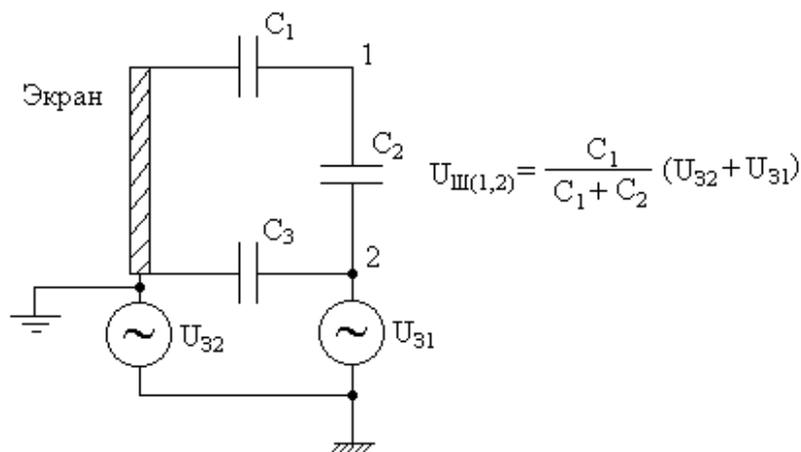


Рисунок 2.39. – Уровень шумов в зависимости от варианта подключения экрана в случае незаземленного усилителя

При заземленном источнике сигнала и незаземленном усилителе входной экран следует подключать к общему зажиму источника, даже если эта точка не находится под потенциалом земли.

3. Рассмотрим вариант, когда источник сигнала и усилитель (нагрузка) заземлены.

В этом случае величина возможного подавления шумов ограничивается разностью потенциалов в точках заземления и восприимчивостью контура заземления к магнитным полям.

Следует уменьшать сопротивление общего провода под потенциалом земли, т.е. землю как возвратный провод дублировать экраном коаксиального кабеля, а в случае экранированной витой пары – экраном, заземленным с обеих сторон или одним из проводов. Конечно, не следует забывать и об уменьшении действия магнитных наводок (уменьшение площади контура, ориентация, разнесение в пространстве). Однако в этом случае токи шумов все-таки проходят по экрану и складываются с сигналом. Если требуется дополнительная защита от шумов на низких частотах, то необходимо разорвать контур заземления (тогда в $U_{ш} = I_{\text{ш}} R_{\text{з}}$ сомножитель $I_{\text{ш}} = 0$ и в целом $U_{ш} = 0$). Это достигается применением трансформаторов, оптрона и дифференциальных усилителей.

2.2.5. Изолирующие и нейтрализующие трансформаторы

При заземленных источнике и нагрузке образуется контур заземления (рисунок 2.40).

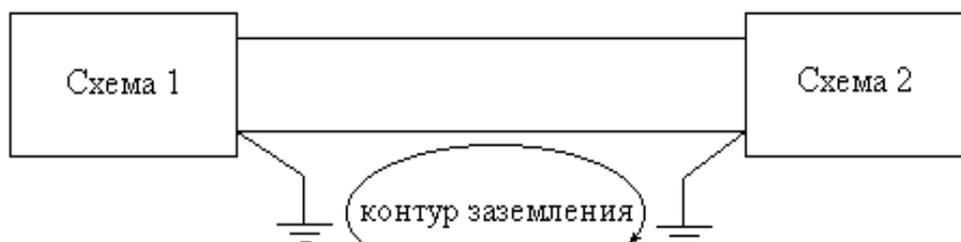


Рисунок 2.40. – Образование контура заземления

Чтобы разорвать контур заземления, применяют изолирующий трансформатор (речь идет о низкочастотных сигналах, поэтому межобмоточную емкость пока не учитываем) (рисунок 2.41).

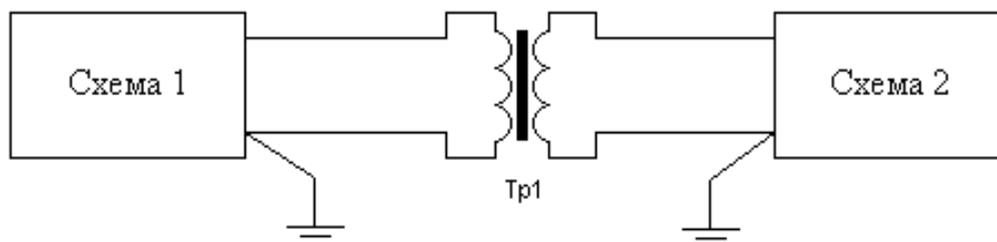


Рисунок 2.41. – Разрыв контура заземления трансформатором

Однако в некоторых схемах необходимо осуществить связь на очень низкой частоте или обеспечить прохождение постоянного тока. Тогда изолирующий трансформатор применять нельзя. В этих условиях трансформатор включают по схеме дросселя, его называют также нейтрализующим трансформатором (рисунок 2.42). Коэффициент трансформации 1:1.

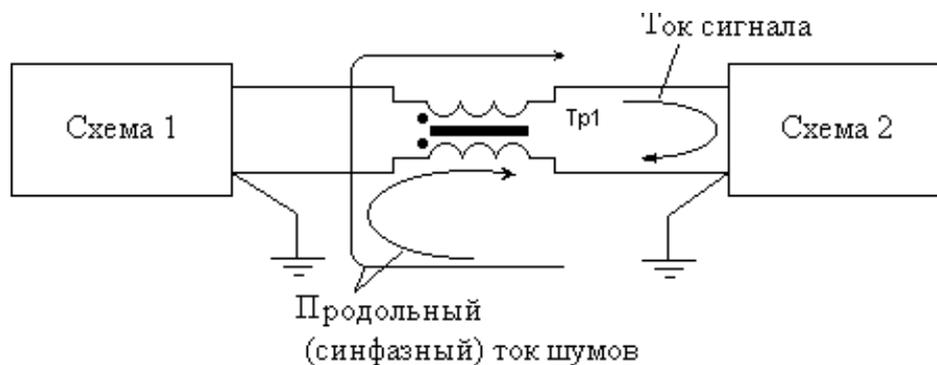


Рисунок 2.42. – Схема включения нейтрализующего трансформатора

Для сигнала противофазного тока трансформатор представляет собой малый импеданс и позволяет передавать постоянный ток. Для любого продольного (синфазного) тока шумов (шумов земли) трансформатор представляет большое сопротивление. Сигнальный ток – это противофазный ток двухпроводной сети.

Проанализируем реакцию схемы на различные сигналы:

1. Реакция схемы с трансформатором на противофазный (полезный) сигнал (рисунок 2.43).

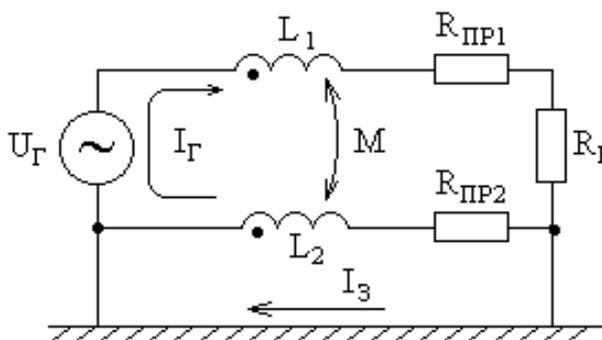


Рисунок 2.43. – Реакция нейтрализующего трансформатора на противофазный сигнал

Обмотки выполнены двойным проводом на одном сердечнике, поэтому они идентичны, следовательно, индуктивности обмоток одинаковы:

$$L_1 = L_2 = M.$$

На частотах выше $\omega = 5 \frac{R_{\text{пр}2}}{L_2}$ весь ток возврата течет через провод $R_{\text{пр}2}$,

т.е. $I_3 = 0$, и тогда для верхнего контура

$$U_{\Gamma} = j\omega(L_1 + L_2)I_{\Gamma} - 2j\omega MI_{\Gamma} + (R_{\text{H}} + R_{\text{пр}1} + R_{\text{пр}2})I_{\Gamma}.$$

Учитывая, что $L_1 = L_2 = M$ и $R_{\text{пр}1} \approx R_{\text{пр}2} \ll R_{\text{H}}$, имеем

$$I_{\Gamma} \approx \frac{U_{\Gamma}}{R_{\text{H}}}.$$

Ток сигнала в нагрузке такой же, что и без трансформатора, если $\omega > 5 \frac{R_{\text{пр}2}}{L_2}$, т.е. пока индуктивность одной обмотки трансформатора достаточно велика.

2. Реакция схемы с нейтрализующим трансформатором на синфазные шумы (рисунок 2.44).

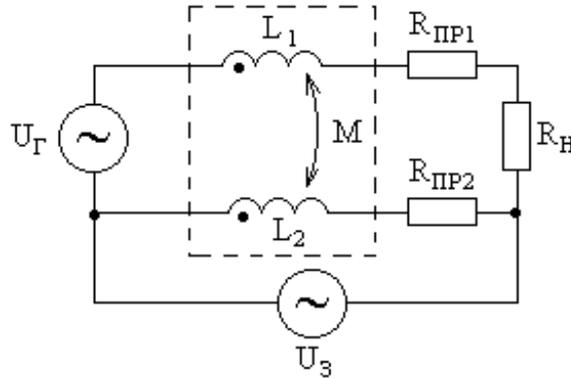


Рисунок 2.44. – Реакция нейтрализующего трансформатора на синфазный сигнал

При отсутствии нейтрализующего трансформатора почти все напряжение U выделяется на нагрузке R_{H} .

Эквивалентная схема проводной цепи с нейтрализующим трансформатором по шумам приведена на рисунке 2.45. Учитывая $R_{\text{H}} \gg R_{\text{пр}1}$, то $R_{\text{H}} + R_{\text{пр}1} \approx R_{\text{H}}$ и $R_{\text{пр}1}$ можно включить в R_{H} . Для этого решим систему уравнений

$$\begin{cases} U_3 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_{\text{H}}, \\ U_3 = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + I_2 R_{\text{пр}2}, \end{cases}$$

$$I_2 = \frac{U_3 - j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_{\text{пр}2}},$$

зная, что $L_1 = L_2 = M = L$, и подставляя I_2 в первое уравнение, получаем

$$I_1 = \frac{U_3 R_{\text{ПР2}}}{j\omega L(R_{\text{ПР2}} + R_{\text{Н}}) + R_{\text{ПР2}} R_{\text{Н}}}.$$

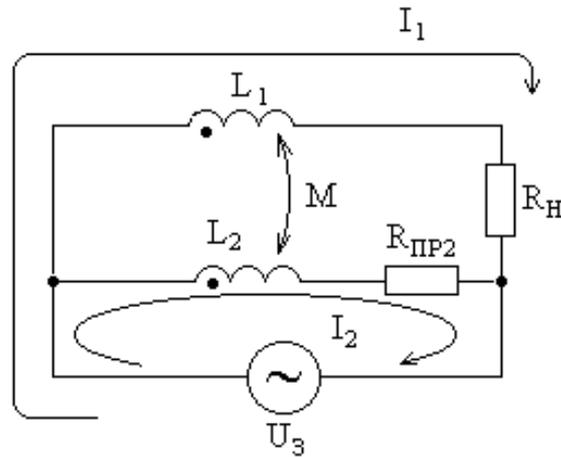


Рисунок 2.45. – Эквивалентная схема цепи с нейтрализующим трансформатором

Напряжение шумов найдем из формулы $U_{\text{ш}} = I_1 R_{\text{Н}}$, учитывая, что $R_{\text{ПР2}} < R_{\text{Н}}$, $R_{\text{ПР2}} + R_{\text{Н}} \approx R_{\text{Н}}$ и поделив все на $LR_{\text{Н}}$:

$$U_{\text{ш}} = \frac{U_3 R_{\text{ПР2}} / L}{j\omega + R_{\text{ПР2}} / L}.$$

Графическое представление напряжения шумов представлено на рисунке 2.46.

Для уменьшения шумов сопротивление $R_{\text{ПР2}}$ следует делать как можно меньшим, а индуктивность обмотки трансформатора – чтобы $L \gg \frac{R_{\text{ПР2}}}{\omega}$, где ω – частота шумов.

Кроме того, трансформатор должен быть таким, чтобы сердечник не насыщался любыми несбалансированными постоянными токами.

Продольный дроссель (нейтрализующий трансформатор) можно сделать, намотав несколько витков парного провода на ферритовом кольце (рисунок 2.47).

На один и тот же сердечник можно наматывать проводники от нескольких схем (25–50 цепей), не опасаясь их взаимного влияния (перекрестных помех), конечно, если сердечник ненасыщен.

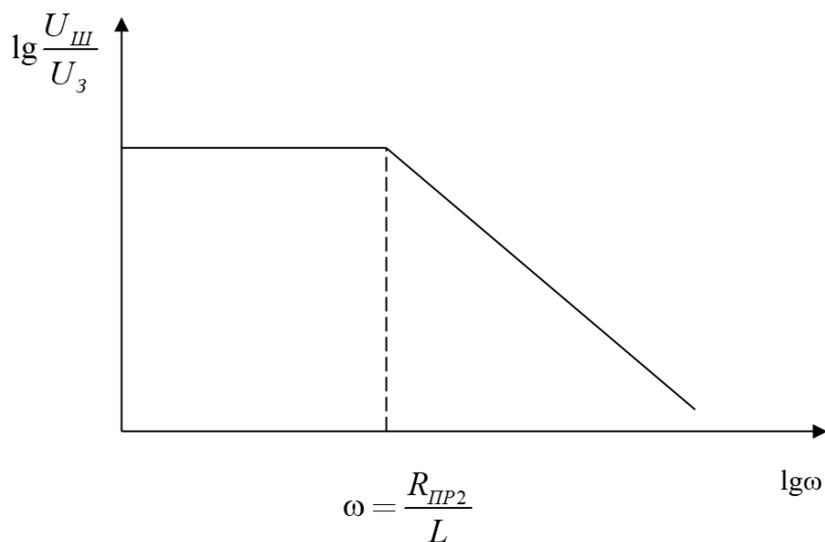


Рисунок 2.46. – Частотная зависимость шумов с нейтрализующим трансформатором

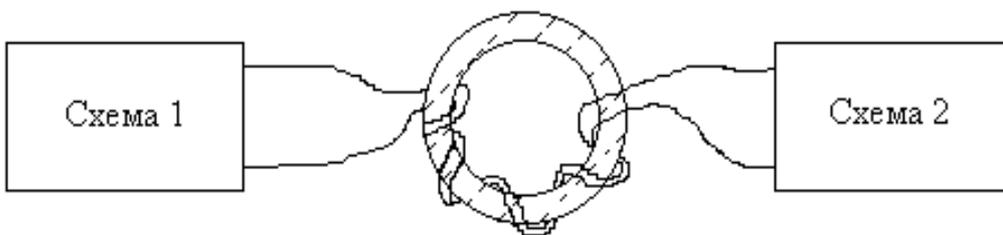


Рисунок 2.47. – Реализация продольного дросселя

2.2.6. Оптроны

Второй способ разрыва контура заземления между двумя цепями реализуется на оптронах. Светоизлучающий диод связан с транзистором, диодом или тиристором (приемные элементы) только через световой поток и не имеет гальванической связи с вторичной цепью (рисунок 2.48).

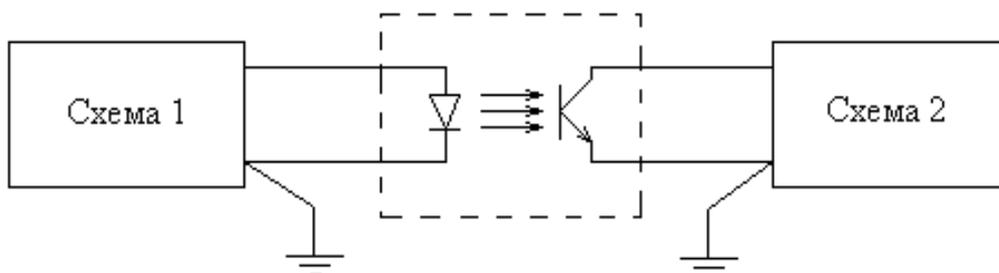


Рисунок 2.48. – Разрыв контура заземления оптроном

Оптроны используются в основном для цифровых схем, а в аналоговых не нашли широкого применения, т.к. имеют довольно высокую нелинейность. Разработанные аналоговые оптроны с линейной характеристикой передачи с использованием методов оптической обратной связи для компенсации собственной нелинейности оптрона, но сравнительно дороги и их применение ограничено.

2.2.7. Дифференциальные усилители

Кроме нейтрализующего и изолирующего трансформатора, а также оптрона есть еще один способ уменьшения влияния продольного (синфазного) влияния шумов. Это дифференциальный усилитель – усилитель со сбалансированным входом.

Дифференциальный усилитель имеет два входных напряжения: U_1 и U_2 , а также выходное напряжение, равное разности $U_1 - U_2$, умноженной на коэффициент усиления:

$$U_{\text{вых}} = K(U_1 - U_2).$$

Несимметричный (несбалансированный) усилитель можно преобразовать в дифференциальный усилитель. Многие операционные усилители являются дифференциальными.

Схема дифференциального усилителя представлена на рисунке 2.49.

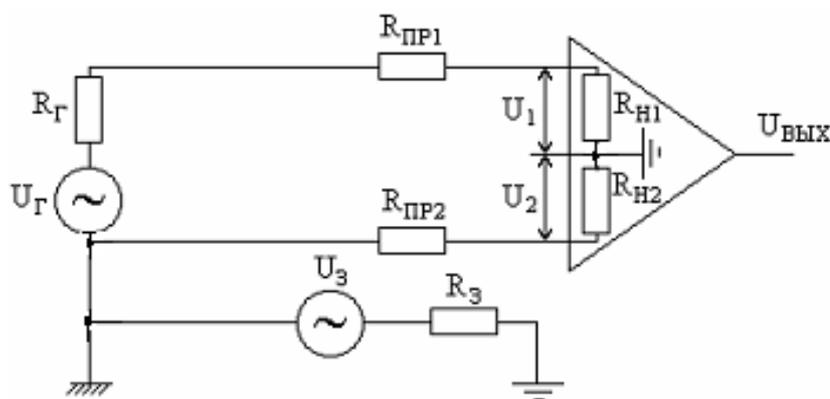


Рисунок 2.49. – Схема дифференциального усилителя с проводной цепью

Можно выполнить дифференциальный усилитель из несимметричного усилителя, используя симметричный трансформатор, средняя точка которого заземлена (рисунок 2.50).

Если коэффициент трансформации трансформатора 1:1, то можно считать его входное напряжение как $U_{\text{вх}} = U_2 - U_1$, напряжение шумов как $U_{\text{ш}} = U_1 - U_2$. Эквивалентная схема для обоих случаев показана на рисунке 2.51.

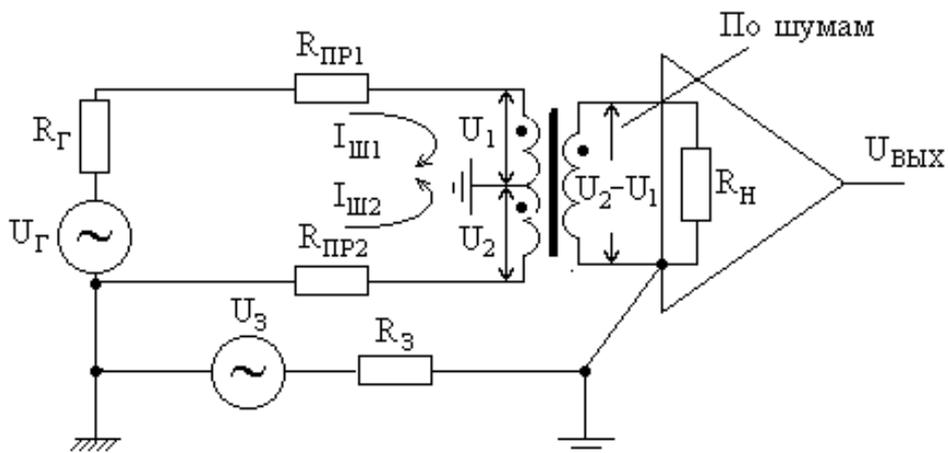


Рисунок 2.50. – Несимметричный усилитель с симметричным трансформатором

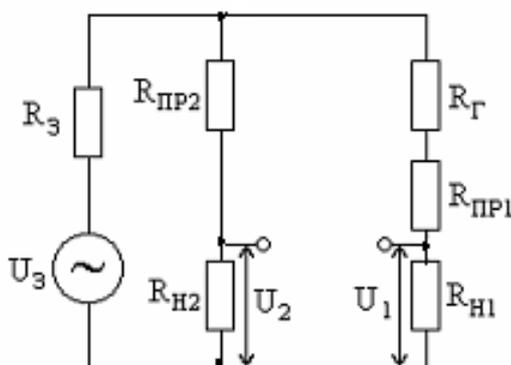


Рисунок 2.51. – Эквивалентная схема дифференциального усилителя по шумам

Сопротивления $R_{\text{Н1}}$ и $R_{\text{Н2}}$ – это пересчитанное через трансформатор сопротивление нагрузки к U_1 и U_2 . Определим чувствительность схемы к шумам (синфазным в данном случае). Полагая $R_3 \ll R_{\text{Н1}}$ и $R_3 \ll R_{\text{Н2}}$, получаем:

$$U_{\text{ш}} = U_1 - U_2 = \left(\frac{R_{\text{Н2}}}{R_{\text{Н2}} + R_{\text{ПР2}}} - \frac{R_{\text{Н1}}}{R_{\text{Н1}} + R_{\text{ПР1}} + R_{\text{Г}}} \right) U_3.$$

Пример расчета

Если

$$U_3 = 100 \text{ мВ}, R_3 = 0,01 \text{ Ом}, R_{\Gamma} = 500 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{пр1}} = R_{\text{пр2}} = 1 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{Н1}} = R_{\text{Н2}} = 10 \text{ кОм},$$

то $U_{\text{ш}} = 4,6 \text{ мВ}$.

Если $R_{\text{Н}}$ будет не 10кОм, а 100 кОм, то $U_{\text{ш}} = 0,5 \text{ мВ}$.

Это означает ослабление помехи на $\sim 20 \text{ дБ}$.

Увеличение входного сопротивления дифференциального усилителя уменьшает напряжение синфазных шумов. Уменьшение сопротивления источника R_{Γ} также ведет к уменьшению шумов.

Все это видно из приведенного выше уравнения. Эквивалентное входное сопротивление усилителя для шумов синфазного типа можно искусственно увеличить введением (рисунки 2.52, 2.53) дополнительного сопротивления из средней точки на землю (токи шумов проходят через землю).

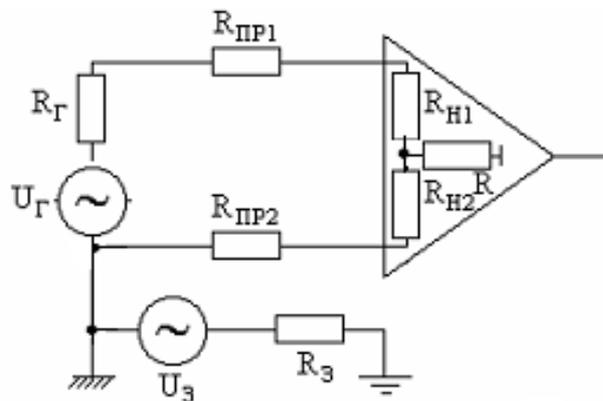


Рисунок 2.52. – Увеличение входного сопротивления для синфазных шумов

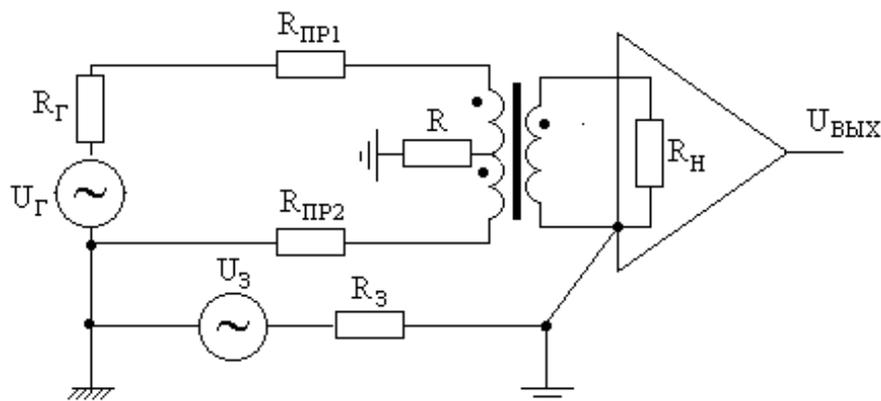


Рисунок 2.53. – Увеличение входного сопротивления для синфазных шумов в схеме с трансформатором

Обычно трансформатор помещается в непосредственной близости от усилителя, поэтому здесь экраны проводов (проводов $R_{пр1}$ и $R_{пр2}$) следует заземлять у источника сигнала (заземленного). Сам усилитель и его общий провод также следует заземлять у источника сигнала отдельным проводом.

2.2.8. Некоторые замечания по заземлению экранов

На частотах ниже 1 МГц экраны следует заземлять только на одном конце, иначе по ним могут протекать большие токи низкой частоты (например, сети) и вносить шумы в сигнальные цепи. Заземление в одной точке устраняет контур заземления и генерацию магнитных наводок. На частотах выше 1 МГц и в случаях, когда длина кабеля больше $1/20$ длины волны, экран надо заземлять в нескольких точках, чтобы сохранить потенциал экрана по всей длине.

Однако на высоких частотах из-за паразитной емкости экрана на землю его практически нельзя изолировать от земли. Поэтому на высоких частотах экран кабеля заземляют с обоих концов (рисунок 2.54).

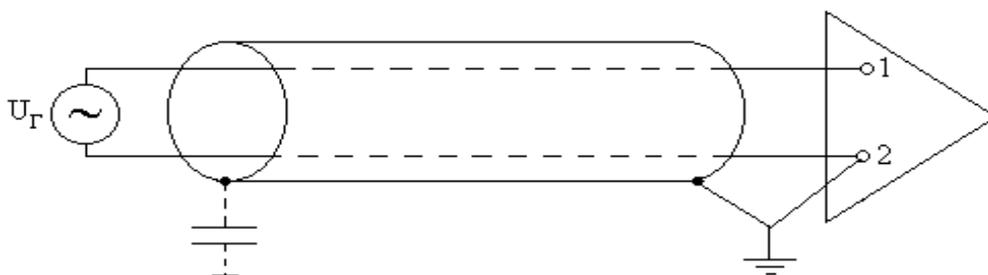


Рисунок 2.54. – Экран двухпроводной цепи на высоких частотах

Образующиеся помехи при заземлении экрана на обоих концах обычно можно отфильтровать (рабочая частота высокая, т.е. выше частоты среза), а шумы здесь – это низкочастотные наводки сети, источников питания и т.п. На высоких частотах экран может быть заземлен не только на концах, но даже в нескольких точках. Действие высокочастотных шумов, протекающих по экрану, уменьшается и из-за скин-эффекта. Внешние шумы текут по внешней поверхности экрана, а по внутренней поверхности коаксиального кабеля текут полезные сигналы (автоматически получается пространственное разделение токов, и на высоких частотах действуют как бы два эквивалентных экрана один внутри другого).

Параметры экрана, заземленного с одной стороны, можно улучшить, т.е. расширить частотный диапазон работы, подключив параллельно

паразитной емкости (неуправляемой) конденсатор малой емкости (на низких частотах имеем разрыв цепи, а на высоких частотах токи замыкаются через конденсатор малой емкости, в результате получаем заземление на двух концах).

Экраны следует изготавливать и монтировать так, чтобы они не образовывали случайных контактов и контуров с другими цепями, например, прокладывать их в изоляционной трубке.

2.2.9. Классификация шумов проводных цепей

Различают два вида шумов проводных цепей.

1. До сих пор речь шла о борьбе с шумами синфазными, или продольными, или шумами общего вида. Встречаются все три названия. Но чаще можно встретить название «синфазные шумы», т.к. это наиболее точно соответствует принципам их воздействия на схему (рисунок 2.55).

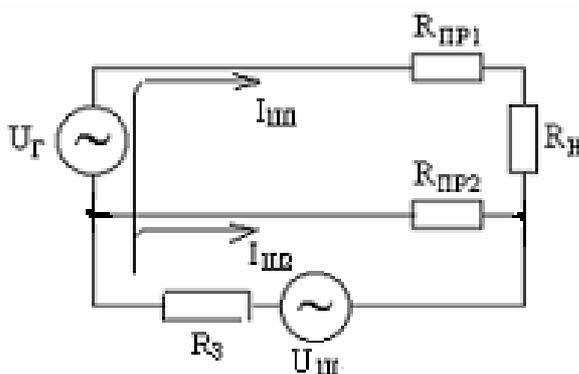


Рисунок 2.55. – Действие синфазных шумов

Синфазные шумы (продольные, общего вида) действуют на оба провода проводной цепи в фазе, что определило их название.

2. В проводной цепи могут действовать и шумы, напряжение которых действует последовательно с источником сигнала, т.е. принцип действия их на схему другой. Они называются **противофазными** шумами (шумы нормального вида, или поперечные шумы).

Классический пример противофазных шумов – магнитная наводка. Ее действие показано на схеме, изображенной на рисунке 2.56.

Здесь токи шумов текут противофазно по проводной цепи (поперечно линии связи через нагрузку или по нормали к проводам).

Обычно создаются условия возникновения синфазных и противофазных шумов.

Пример для двух видов шумов (рисунок 2.57):

- контур S_1 создает противофазную помеху (шум) $U_{\text{шп}} = \omega BS_1 \cos \theta$ ($\theta = 0$);
- контур S_2 – синфазную помеху $U_{\text{шс}} = \omega BS_2 \cos \theta$ ($\theta = 0$).

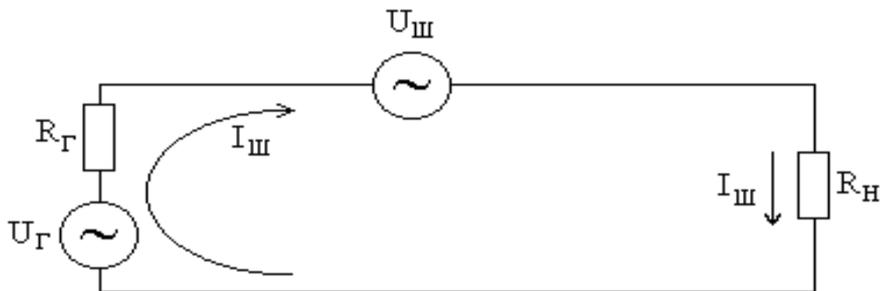


Рисунок 2.56. – Действие противофазных шумов

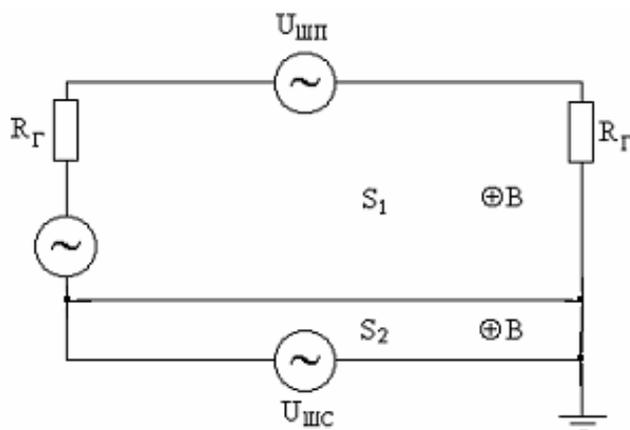


Рисунок 2.57. – Схема создания помех разного вида

Однако если провода соединительной линии расположены близко друг к другу (малая площадь S_1), то и $U_{\text{шп}}$ мало. Обычно наибольшее проблему создают синфазные шумы (общего вида).

2.2.10. Защитное экранирование усилителей слабых сигналов

Защитное экранирование отличается от защитного заземления. Оно предназначено для защиты от шумов. Оптимальных результатов на низких частотах можно достичь защитным экранированием усилителя (если нагрузка – усилитель) по сравнению с использованием дифференциального усилителя.

Принцип работы заключается в следующем: на защитный экран усилителя подается потенциал, который предотвращает прохождение тока через проводимость несбалансированного источника сигнала, т.е. экран усилителя используется для подавления эффектов, вызванных разностью потенциалов разных точек заземления (рисунок 2.58).

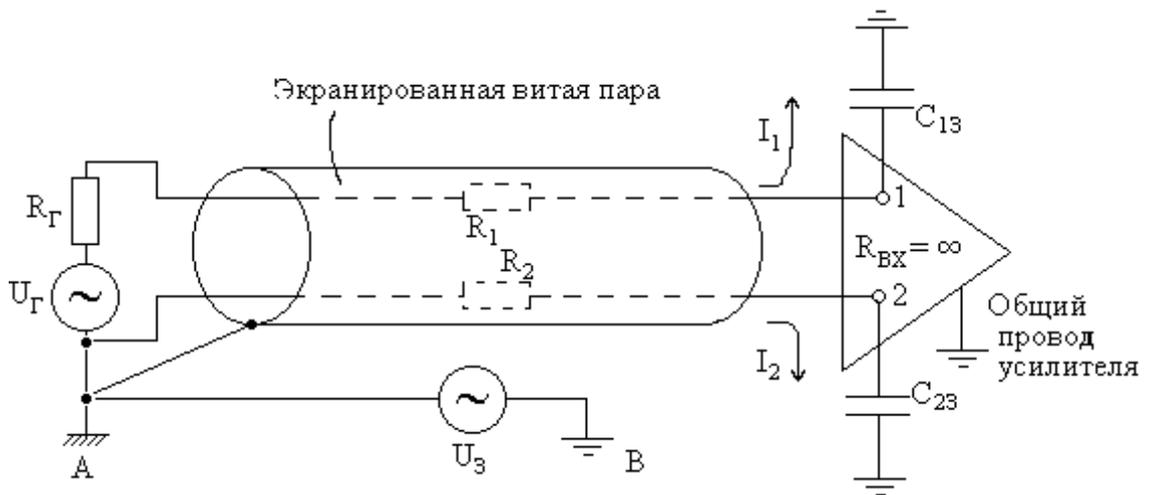


Рисунок 2.58. – Неэкранированный усилитель с проводной линией

Напряжение U_3 создает два нежелательных тока I_1 и I_2 . Если эти токи на своем пути встречают разное сопротивление ($C_{13} \neq C_{23}$), то на входе усилителя будет присутствовать дифференциальное напряжение. И даже при $C_{13} = C_{23}$ присутствует несбалансированное R_{Γ} , что приводит к появлению шумов на входе усилителя. Поместим усилитель в экран (с целью выравнивания и уменьшения C_{13} и C_{23}) (рисунок 2.59).

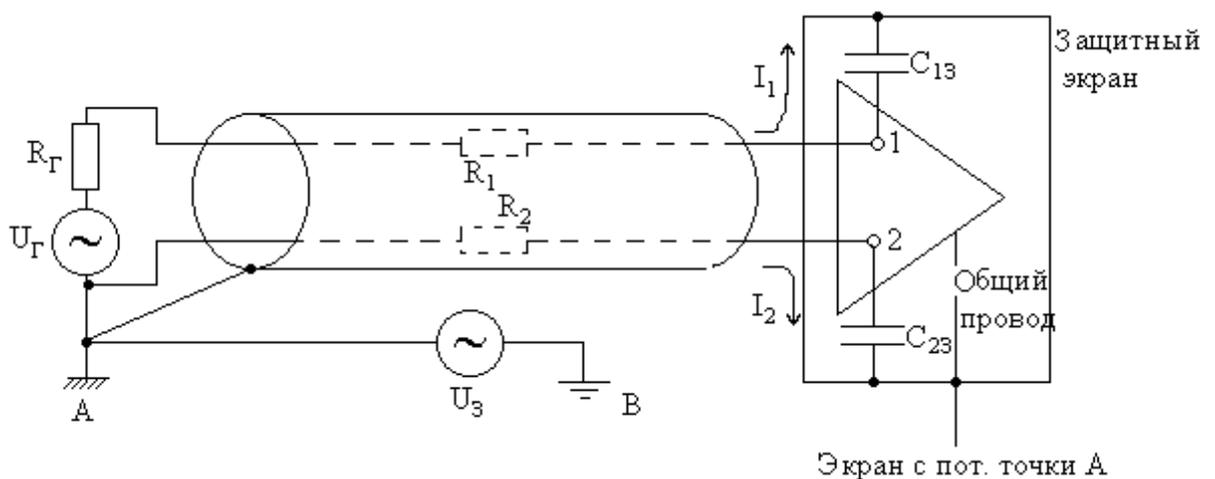


Рисунок 2.59. – Этап экранирования усилителя

На экран подадим потенциал точки А.

Тогда токи I_1 и I_2 будут равны нулю, в этом случае даже при $C_{13} \neq C_{23}$ напряжение на входе усилителя будет равно нулю, т.к. оба конца цепи будут под одинаковым потенциалом. Один из способов получения

на экране потенциала точки А – это подключение пары проводов экрана к защитному экрану, а с другой стороны, соединение экрана проводов с точкой А (если между точкой А и общей точкой источника сигнала нет источника шумов) или к общей точке источника сигнала (если есть источник шумов) (рисунок 2.60).

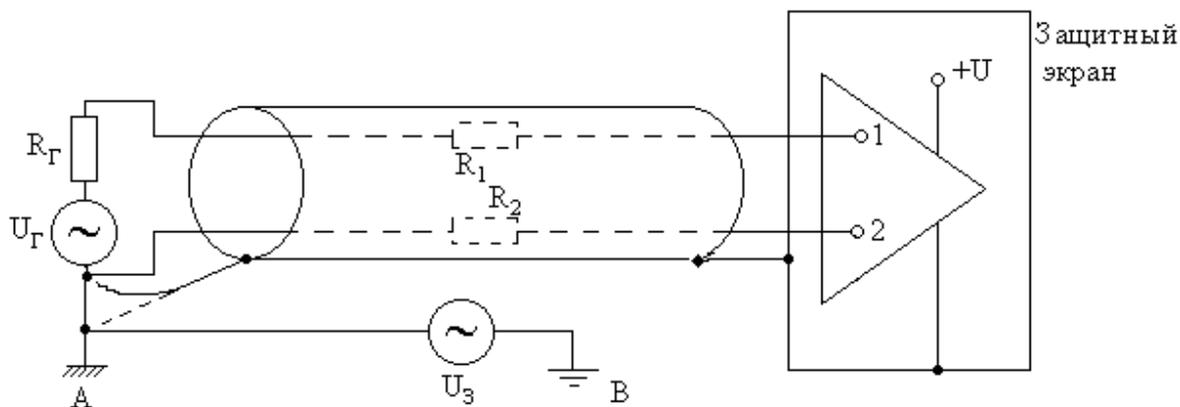


Рисунок 2.60. – Способ подачи потенциала на защитный экран

Такое соединение не нарушает определенных ранее правил:

- общий провод усилителя присоединен к экрану (устранение обратной связи);
- экран кабеля заземлен только в одной точке; кроме того, потенциал точки А подан на защитный экран.

Однако любая точка внутри защитного экрана, имеющая потенциал точки В, увеличивает емкость между входными зажимами и землей, а это значит, что появляются синфазные токи. Поэтому здесь питание производится от внутренних батарей или питание подводится через электрически экранированный трансформатор. **Ни одна из точек защитного экрана не должна иметь контакта с точкой В. Иначе его эффективность сведется к нулю!**

Поэтому для надежного экранирования усилитель с защитным экраном помещают во второй экран, который изолируют от первого и заземляют в точке В, соблюдая при этом требования техники безопасности (рисунок 2.61).

Мера довольно сложная и дорогая и применяется для измерения сигналов исключительно малых мощностей или при наличии больших синфазных помех, когда другие способы подавления уже использованы. (Примером этого служат нейтрализующие трансформаторы, дифференциальные усилители, оптроны в цифровых схемах, а также в аналоговых схемах).

Пример расчета для схем, представленных на рисунках 2.62, 2.63.

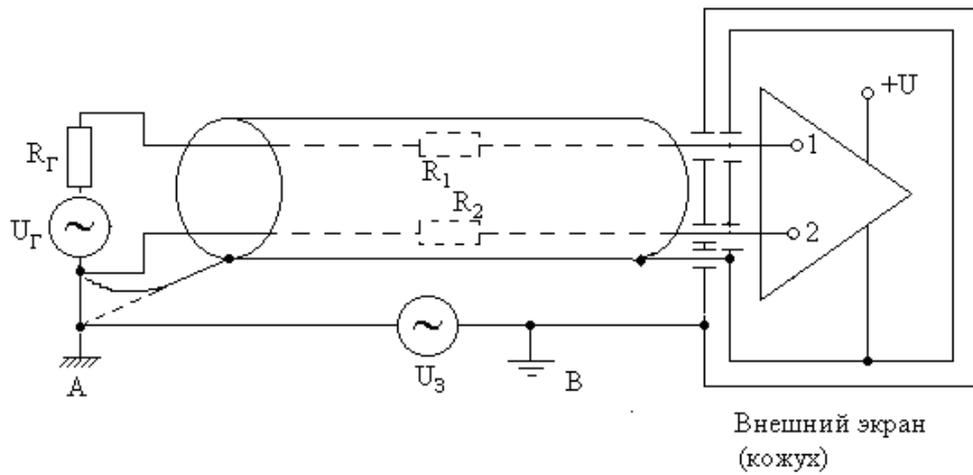


Рисунок 2.61. – Экранированный усилитель слабых сигналов

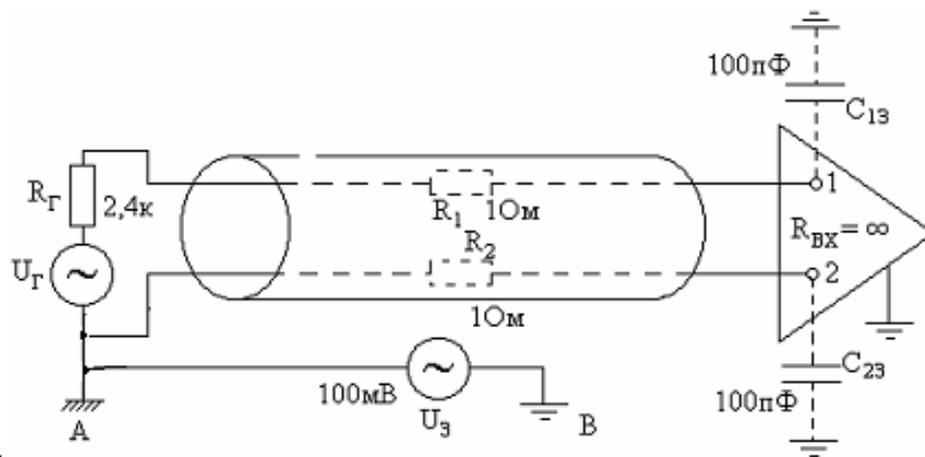


Рисунок 2.62. – Числовой пример неэкранированного усилителя

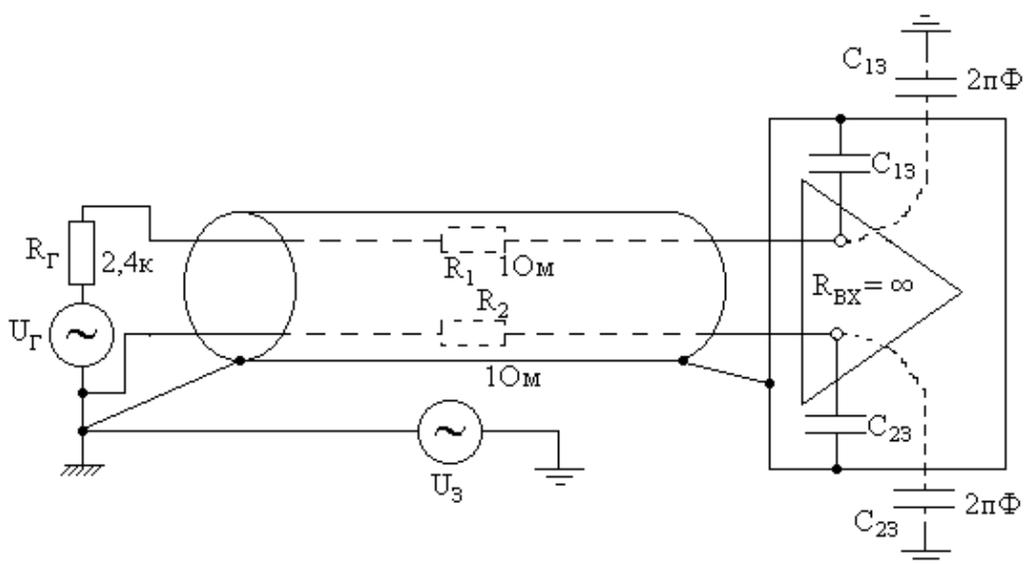


Рисунок 2.63. – Числовой пример экранированного усилителя

Полагая $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$, $R_\Gamma = 2,4 \text{ кОм}$, $U_3 = 100 \text{ мВ}$, для обеих схем:

а) $C_{13} = C_{23} = 100 \text{ пФ}$ – без защитного экрана;

б) $C_{13} = C_{23} = 2 \text{ пФ}$ – с защитным экраном.

Напряжение шумов на зажимах усилителя вычисляем по формуле

$$U_{\text{ш}} = \left(\frac{R_\Gamma + R_1}{R_\Gamma + R_1 + Z_{13}} - \frac{R_2}{R_2 + Z_{23}} \right) \cdot U_3.$$

Предположим, что необходимо избавиться от помехи (синфазной) частотой 50 Гц.

Рассчитаем емкостное сопротивление конденсатора $C_{13} = C_{23} = 100 \text{ пФ}$ без защитного экрана на частоте 50 Гц:

$$Z_{23} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 31,8 \cdot 10^6 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем емкостное сопротивление конденсатора $C_{13} = C_{23} = 2 \text{ пФ}$ с защитным экраном на частоте 50 Гц, получаем

$$Z_{23} = 1591,5 \cdot 10^6 \text{ Ом}.$$

Тогда для неэкранированного усилителя $U_{\text{ш}} \approx 7,5 \text{ мкВ}$.

Экран усилителя сильно уменьшает емкость на землю, и при идеальном экране $C_{13} = C_{23} = 0$. Из-за неидеальности экранирования присутствует паразитная емкость 2 пФ, тогда по вышеприведенной формуле $U_{\text{ш}} \approx 0,15 \text{ мкВ}$ в случае экранирования. Шумы экраном ослаблены в 50 раз по напряжению, или на 34 дБ. Если бы экран был идеальный, то $Z_{13} = Z_{23} = \infty$ и напряжение шумов было бы равно нулю $U_{\text{ш}} = 0$. Следует отметить тот факт, что здесь эффективность экранирования падает с ростом частоты (уменьшается Z_{13} и Z_{23}).

2.2.11. Измерительные приборы с защитным экраном

Некоторые приборы выпускаются с защитным экраном.

Пример подключения защитного экрана. Прибор В7-34А имеет следующие клеммы для подключения (рисунок 2.64).

Корпус необходимо присоединять к земле (рисунок 2.65).

Защитный экран всегда подключают так, чтобы синфазный ток не мог протекать ни через какое входное сопротивление. Обычно это выполняется при подключении защитного экрана G_9 к низкопотенциальному выводу источника сигнала.

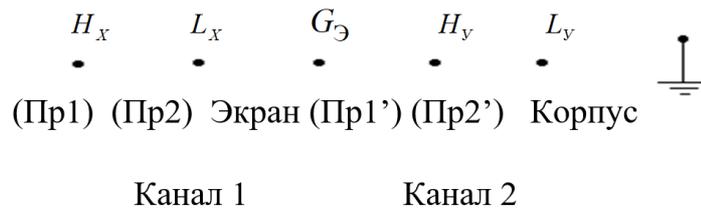


Рисунок 2.64. – Клеммы прибора В7-34А

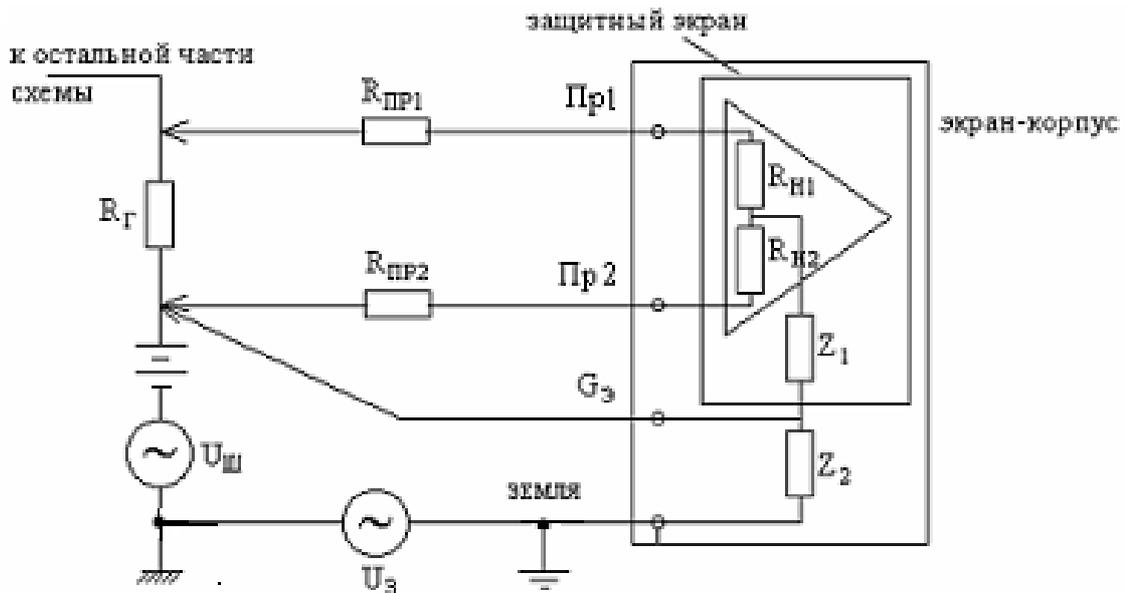


Рисунок 2.65. – Присоединение прибора

В этом случае при большом сопротивлении Z_2 контур тока шумов земли разрывается (сопротивление Z_1 обычно небольшой величины). При любом другом включении ток шумов течет через $R_{\text{пр}2}$ или входное сопротивление (имеются в виду источники шумов U_3 и $U_{\text{ш}}$).

2.2.12. Защитное кольцо

Очень часто появляется необходимость увеличить входное сопротивление какой-либо схемы. Например, соединить датчик с высоким внутренним сопротивлением с входным устройством преобразователя или усилителя. Для увеличения точности входное сопротивление последующей схемы должно быть во много раз больше внутреннего сопротивления датчика (источника сигнала). Линия будет соединять высокоомные источник и нагрузку (рисунок 2.66).

Любой вид паразитных связей (индуктивность, емкость, утечка) имеет большое влияние на сигнал, особенно если нагрузкой будет операционный

усилитель с большим усилением ($K_{\text{УС}}$), когда изменение входного тока на несколько пикоампер сильно искажает выходной сигнал.

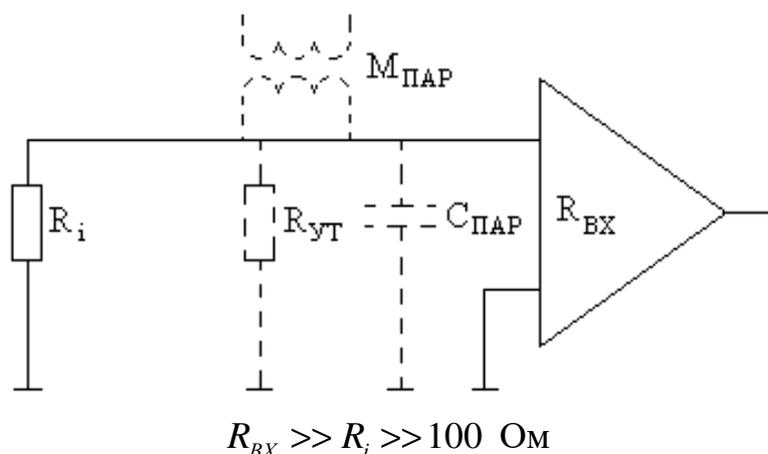


Рисунок 2.66. – Усилитель с высокоомным источником (датчиком)

Одним из способов решения этой проблемы является использование защитного кольца. При этом высокоомный вход усилителя помещается в низкоомную защиту (экран), находящуюся под тем же потенциалом, что и сам вход. Разница между проводом без экрана и экраном для наводимых токов одна – низкое сопротивление на землю. Обычно высокоомный вход выполняют в виде неинвертирующего усилителя (буфера) со 100%-ной отрицательной обратной связью. Поэтому его выходной сигнал в точности равен входному сигналу, а выходное сопротивление оказывается во много раз (десятки тысяч) меньше входного (рисунок 2.67).

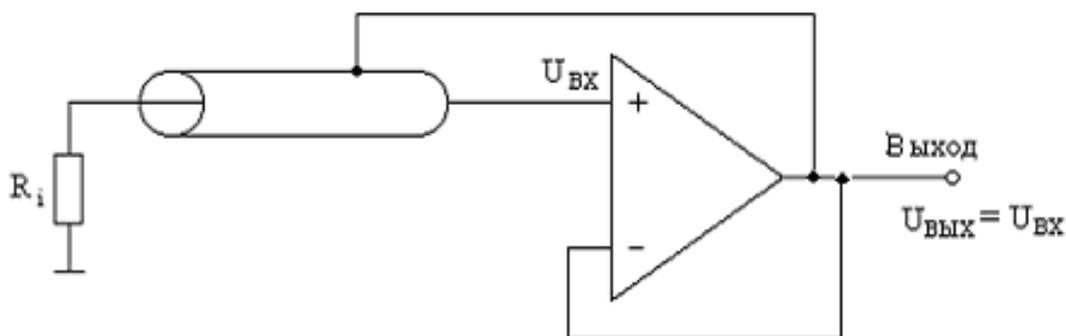


Рис. 2.67. Схема устройства защитного кольца с применением усилителя

Защитное кольцо (экран) напрямую соединено с выходом усилителя и формирует низкоомный вход сигналам от любого паразитного конденсатора, сопротивления утечки или индуктивности. В печатных платах защитное кольцо образуется путем создания больших секций медных дорожек, полностью окружающих усилитель, с единым жгутом проводников, обеспечивающих подачу питания и другие соединения.

2.2.13. Кабели и разъемы

Непреднамеренное образование контуров заземления и плохое экранирование чаще всего наблюдается в кабельных системах, особенно, если разные участки устройства проектируют разные разработчики.

Кабельные соединения требуют специального проектирования. При этом надо соблюдать ряд правил:

1. Сильноточные и слаботочные провода не следует пропускать в одном кабеле (где возможно). Если этого избежать нельзя, то сильноточные провода следует сгруппировать вместе и поместить в экран. К слаботочным проводам предпринять обычные меры предосторожности (экран, скрутка и т.д.).

2. Проводники сильноточных и слаботочных цепей следует пропускать через разные разъемы, а если разъем один, то разделять группы контактов сильно- и слаботочных цепей контактами проводов заземления (уменьшается взаимная емкость).

3. При проведении кабелей через систему следить, чтобы сохранялась целостность экранирования. Экраны кабелей следует пропускать каждый через отдельный контакт разъема (иначе получим контуры, т.е. когда все экраны подключены через один контакт).

4. Там, где требуется экранирование кабелей, особенно с малыми уровнями сигналов, и заземление только в одной точке, необходима изоляция экрана, чтобы избежать случайных контактов и образования непредусмотренных электрических связей.

2.2.14. Иные методы шумоподавления синфазных шумовых токов

Рассмотрим симметрирование как один из способов защиты от синфазных шумов (общего вида).

Симметричными называются схемы, в которых два проводника и все подключенные к ним цепи имеют одинаковую проводимость относительно земли и любого другого проводника.

Идея симметрирования состоит в том, чтобы шумы в обоих проводниках сделать одинаковыми. Тогда они будут представлять собой синфазный (продольный) сигнал, который можно скомпенсировать в нагрузке.

Симметрирование применяется вместо экранирования, а также наряду с экранированием, когда только экранированием нельзя достигнуть высокого подавления шумов.

Дифференциальный усилитель – один из способов симметрирования. В приведенном примере (п. 2.2.11) источник сигнала оставался несимметричным и в формуле, выражающей уровень шумов на входе, фигурировало внутренне сопротивление источника, влияющее на величину шумов (должна быть минимальной). При симметрировании получаем полностью симметричную схему (рисунок 2.68).

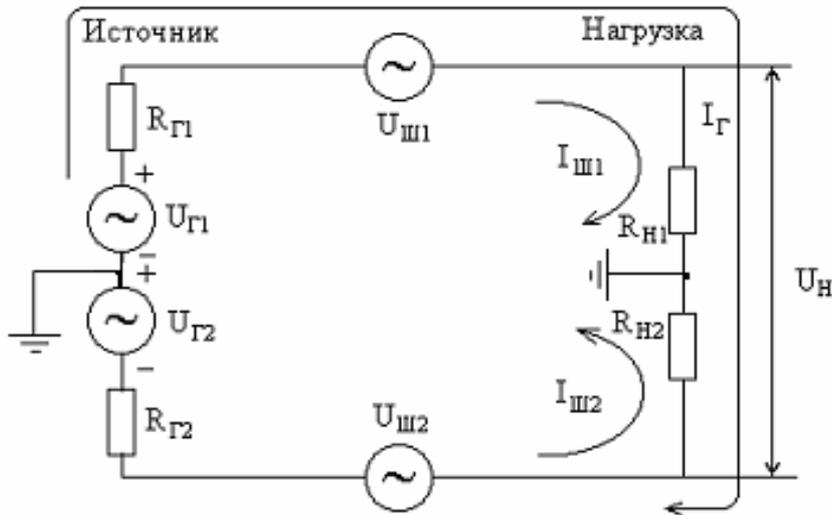


Рисунок 2.68. – Иллюстрация идеи симметрирования

Напряжения $U_{Ш1}$ и $U_{Ш2}$ вызывают токи шумов $I_{Ш1}$ и $I_{Ш2}$ соответственно.

Напряжения $U_{Г1}$ и $U_{Г2}$ вместе создают ток $I_{Г}$. Напряжение на нагрузке

$$U_{Н} = I_{Ш1}R_{Н1} - I_{Ш2}R_{Н2} + I_{Г}(R_{Н1} + R_{Н2}).$$

Если $I_{Ш1} = I_{Ш2}$ и $R_{Н1} = R_{Н2}$, что достигается симметрированием схемы, то

$$U_{Н} = I_{Г}(R_{Н1} + R_{Н2}),$$

т.е. синфазные шумы в нагрузке полностью компенсируются.

Реальная симметричная цепь с шумами изображена на рисунке 2.69.

Здесь U_1 и U_2 – напряжение магнитных наводок; U_3 – напряжение шумов, проникающее в схему через емкостные связи C_{31} и C_{32} ; U'_3 – разность потенциалов земель источника и нагрузки.

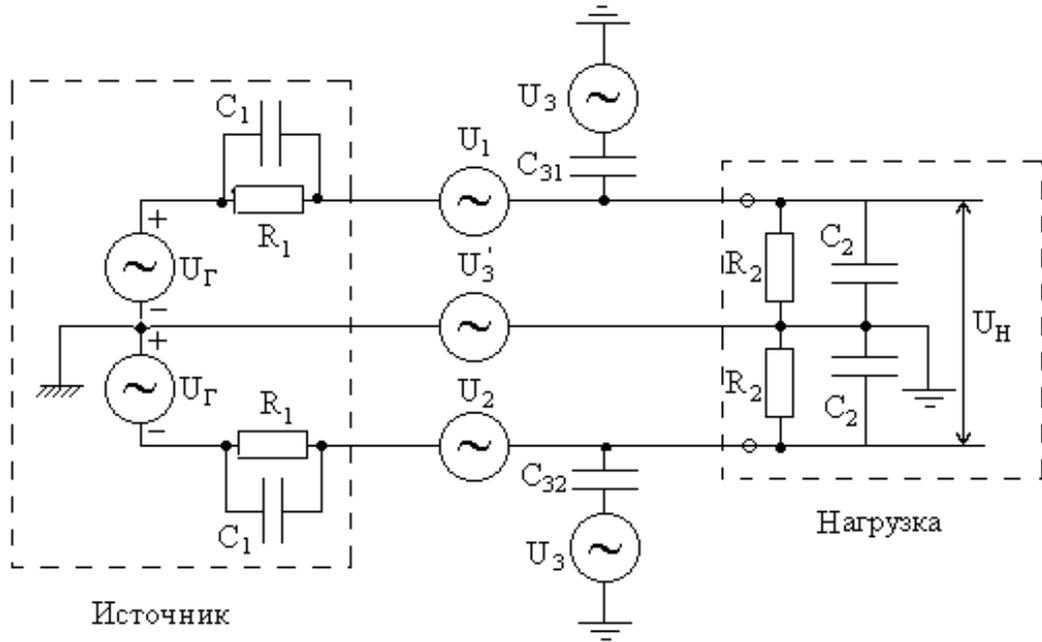


Рисунок 2.69. – Схема реальной симметричной схемы

Напряжение U'_3 явно не попадает в нагрузку при симметрированной схеме. Тогда эквивалентную схему можно представить, как на рисунке 2.70.

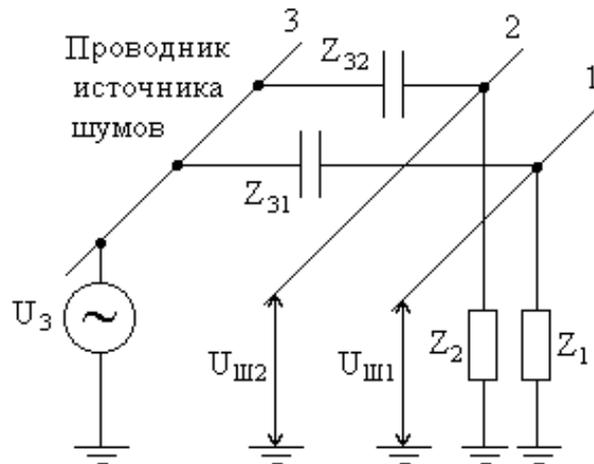


Рисунок 2.70. – Эквивалентная схема симметричной системы

Если схема сбалансирована, то $Z_1 = Z_2$. Сопротивления Z_{32} и Z_{31} можно сделать примерно одинаковыми, например, применив витую пару или два одинаковых коаксиальных кабеля. В этих условиях $U_{ш1} \approx U_{ш2}$ и напряжения шумов, наведенные через емкости, взаимно компенсируются в нагрузке.

$$U_{ш1} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{31}} \cdot U_3, \quad U_{ш2} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_{32}} \cdot U_3.$$

Таким образом, витая пара в симметричной схеме может обеспечить защиту от емкостной связи. Витая же пара может защитить в симметричных схемах и от магнитных наводок. В самом деле, рассматривая первую схему и считая сигнальные проводники одной витой парой, видим, что $U_1 = U_2$ и они синфазные (ведь каждый провод витой пары охватывает примерно одну и ту же площадь в пространстве, т.к. навиты один на другой).

Иначе говоря, в симметричных схемах витая пара может защитить как от электрических, так и от магнитных наводок. Однако совершенной симметрии добиться трудно, поэтому применяют экранированную витую пару, используя те же принципы заземления, что и ранее рассмотренные.

Иногда применяют коаксиальный кабель, однако из-за его несимметричности берут два коаксиальных кабеля (рисунок 2.71).

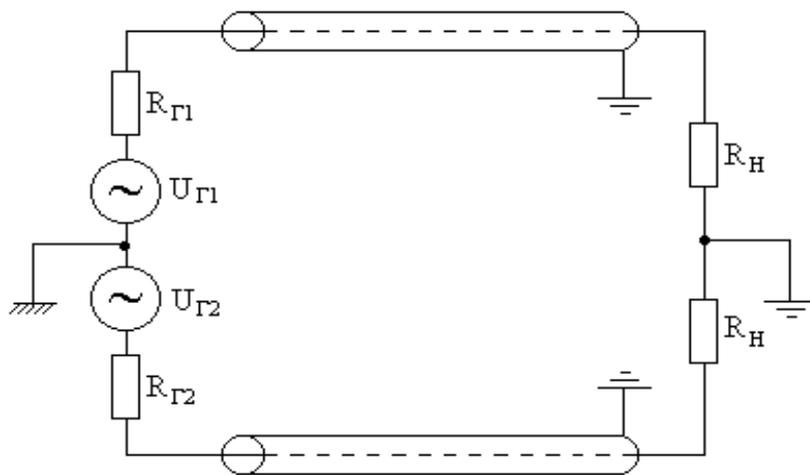


Рисунок 2.71. – Симметрирование посредством коаксиального кабеля

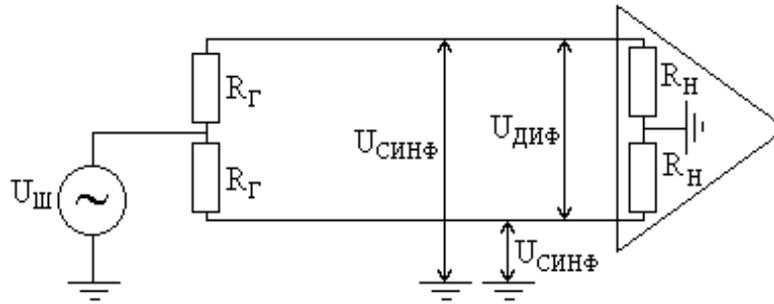
Степень симметрии схемы (коэффициент ослабления синфазного сигнала – КОСС) определяется как отношение синфазного (продольного) напряжения шумов к вызванному им дифференциальному (или поперечному) напряжению шумов и выражается в децибелах:

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{U_{\text{ш}}}{U_{\text{диф}}}.$$

Преобразование синфазного сигнала в дифференциальный сигнал является следствием несимметрии схемы (рисунок 2.72).

При малом $R_{Г}$

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{U_{\text{синф}}}{U_{\text{диф}}} [\text{дБ}].$$



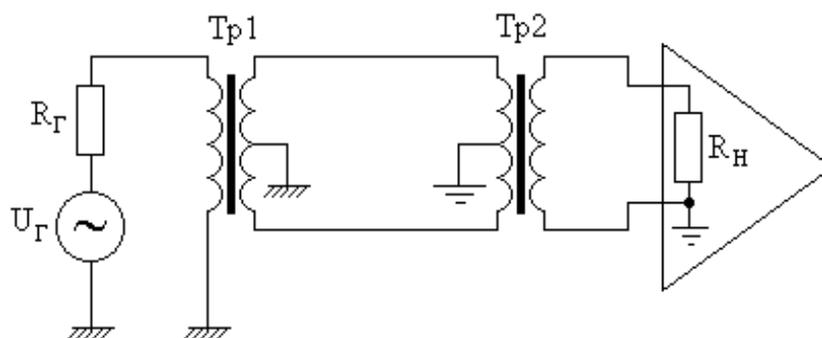
**Рисунок 2.72. – Образование дифференциального напряжения
неодинаковыми синфазными токами из-за несимметрии схемы**

По этой формуле удобнее определять КОСС, т.к. оба напряжения можно померить у нагрузки, т.е. на одном конце цепи.

В хорошо спроектированной схеме КОСС достигает 60–80 дБ; большего значения достигнуть можно, но только уже индивидуальной регулировкой. Симметрия схемы зависит от симметрии источника сигнала, сигнальных проводов и нагрузки, а также от паразитных импедансов.

Симметрия должна быть как по активным, так и по реактивным импедансам относительно земли. Величина шумов, проникающих в симметричную схему, является функцией степени ее симметрии и прямо пропорциональна синфазному напряжению шумов. Например, в схеме с КОСС в 60 дБ и синфазным шумовым напряжением в 200 мВ имеем на нагрузке шумы в 200 мкВ. Если путем экранирования кабеля уменьшить синфазное напряжение до 20 мВ, то и шумы в нагрузке станут 20 мкВ. Это показывает, что эффекты экранирования и симметрирования складываются и дополняют друг друга. Симметрия схемы зависит от частоты сигнала. Обычно чем выше частота, тем труднее получить точную симметрию из-за паразитных импедансов.

В несимметричной системе линию передачи можно сделать симметричной при помощи двух трансформаторов (рисунок 2.73).



**Рисунок 2.73. – Симметрирование линии передачи
двумя трансформаторами**

Линия передачи, как наиболее чувствительная к наводкам (обычно из-за протяженности), с помощью трансформаторов становится симметричной.

На этом принципе связисты уплотняют телефонную линию телеграфом по средним точкам симметрирующих трансформаторов. Кроме того, здесь трансформаторы разрывают контуры заземления, устраняя низкочастотные шумы из-за наличия разности потенциалов земли источника и нагрузки.

2.3. Способы защиты от помех нормального вида

Основное распространение получили два способа борьбы с противофазными шумами: фильтрация и интегрирование.

2.3.1. Фильтрация

Фильтрация сигнала перед нагрузкой является самым простым способом защиты от противофазных помех. Применяются как пассивные частотозависимые цепи RC , RL , RLC , так и активные (усилители с частотозависимыми цепями обратной связи). Смысл фильтрации заключается в различии коэффициентов передачи сигнала и шума, различающихся по частоте (рисунок 2.74).

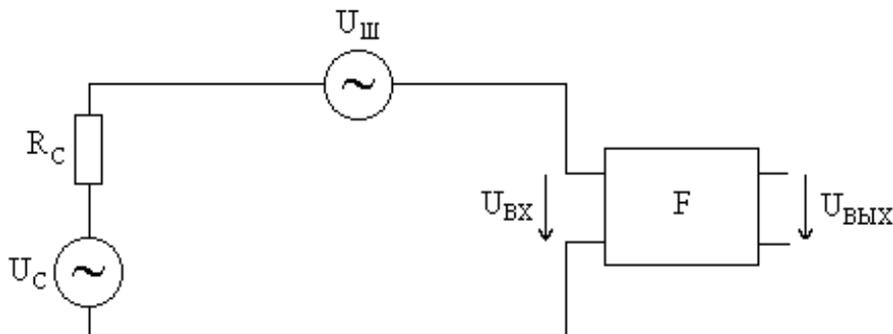


Рисунок 2.74. – Фильтрация сигнала перед нагрузкой

Если напряжение U_C сильно отличается по частоте от напряжения $U_Ш$, то оно проходит через фильтр F без ослабления. Подавление шумов фильтром можно характеризовать коэффициентом фильтрации

$$\tilde{K}_\Phi \approx 20 \lg \frac{\tilde{U}_{ВХ}}{\tilde{U}_{ВЫХ}},$$

где $\tilde{U}_{\text{ВХ}}$ – составляющая шума на входе;
 $\tilde{U}_{\text{ВЫХ}}$ – составляющая шума на выходе.

Простейший низкочастотный RC-фильтр (рисунок 2.75):

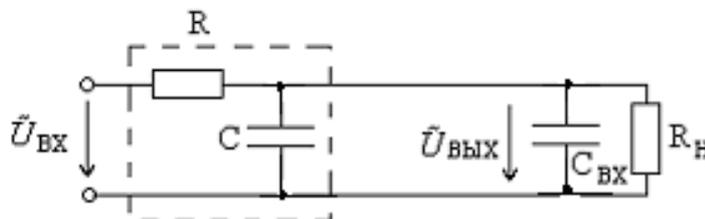


Рисунок 2.75. – Простейший низкочастотный фильтр

Обычно $R \ll R_{\text{н}}$ и $C_{\text{ВХ}} \ll C$, в этом случае $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{ВХ}}$ можно не учитывать. Такой фильтр почти не ослабляет постоянный ток и низкочастотные составляющие и $\tilde{U}_{\text{ВХ}} \approx \tilde{U}_{\text{ВЫХ}}$.

При таких допущениях

$$\tilde{K}_{\phi} \approx 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}, \text{ где } \tau = RC \text{ и } \omega = 2\pi f.$$

При условии $\omega\tau \gg 1$ $\tilde{K}_{\phi} \approx 20 \lg \omega\tau$, т.е. в логарифмическом масштабе по оси абсцисс \tilde{K}_{ϕ} представляет собой прямую линию с наклоном +20дБ/дек. При $\omega\tau \ll 1$ $\tilde{K}_{\phi} \approx 0$ (рисунок 2.76).

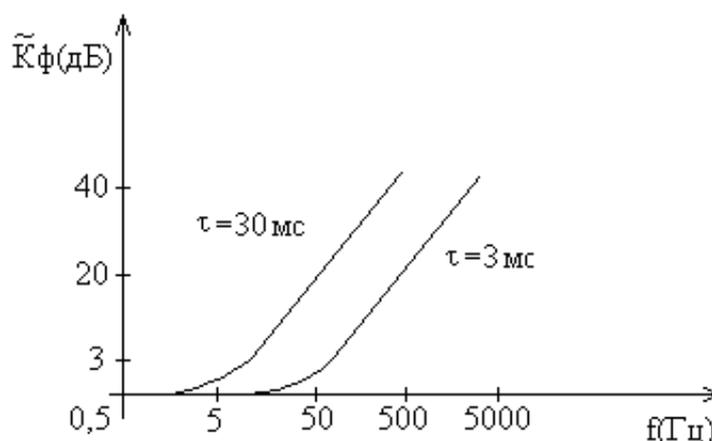


Рисунок 2.76. – Зависимость коэффициента фильтрации от частоты и постоянной фильтрующей цепи

С увеличением частоты помех эффективность низкочастотного фильтра повышается. Однако для защиты шумов сетевой (50 Гц) и близкой к ней частоты такие фильтры малопригодны по следующим причинам:

а) увеличивается инерционность для полезного сигнала. Например, если входное полезное напряжение изменилось от 0 до $U_{\text{НОМ}}$, тогда выходное (полезное) напряжение даже в отсутствие помех будет изменяться по закону

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{НОМ}}(1 - e^{-t/\tau}),$$

где $\tau = RC$;

$t_{\text{в}}$ – время установки, $t_{\text{в}} = 3\tau$.

Другими словами, условия достижения помехозащищенности и быстродействия находятся в противоречии при применении простого RC -фильтра для борьбы с противофазной помехой;

б) увеличение τ ограничено габаритами конденсатора C и рядом недостатков, связанных с применением конденсаторов большой емкости. Увеличение τ путем увеличения R ведет к ослаблению полезного сигнала.

Поэтому для защиты от шумов сетевой и других низких частот (когда точно известны частоты наводок) применяют более сложные режекторные (заградительные) фильтры. Это фильтры, настроенные на точно известные частоты шумов, преграждающие пути проникновения их в схему. В качестве примера можно привести двойной T -образный мост (рисунок 2.77).

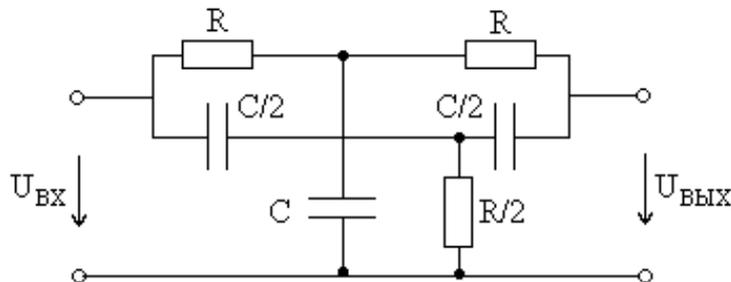


Рисунок 2.77. – Схема двойного T -образного моста

При предположении $R_{\text{ИСТ}} \approx 0$, $R_{\text{Н}} \approx \infty$ передаточная функция двойного T -моста в изображении Лапласа:

$$W(p) = \frac{(p^2\tau^2 + 4)}{(p^2\tau^2 + 8p\tau + 4)}, \text{ где } \tau = RC.$$

На частоте $f_{\text{Н}} = \frac{1}{\pi\tau}$ (частота настройки) мост уравновешен и $U_{\text{ВЫХ}} = 0$.

Пример. Для $f_{\text{Н}} = 50$ Гц требуется $\tau = \frac{1}{\pi f} \approx 6,4$ мс. Для этого подбираем элементы с параметрами $R = 1$ кОм, $C = 6,4$ мкФ.

Построим график коэффициента передачи. Для этого введем безразмерную частоту $\nu = \frac{f}{f_H}$. Тогда модуль комплексного коэффициента передачи можно переписать (при замене символа p на $j\omega$):

$$W(\nu) = |W(j\nu)| = \frac{1 - \nu^2}{\sqrt{1 + 14\nu^2 + \nu^4}}.$$

Возьмем три характерные точки:

- 1) $f = 0$; $\nu = 0$ $W(0) = 1$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$;
- 2) $f = f_H$; $\nu = 1$ $W(1) = 0$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = 0$;
- 3) $f = \infty$; $\nu = \infty$ $W(\infty) \rightarrow 1$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$.

Коэффициент передачи двойного T -образного моста (рисунок 2.78):

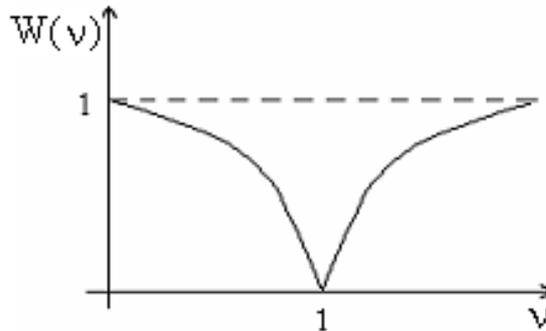


Рисунок 2.78. – Коэффициент передачи в зависимости от нормированной частоты

Коэффициент фильтрации \tilde{K}_Φ определяется выражением

$$\tilde{K}_\Phi = 20 \lg \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = 20 \lg \frac{1}{W(\nu)}$$

и для наглядности графически представлен на рисунке 2.79.

Представляют интерес значения \tilde{K}_Φ при малых отклонениях частоты шумов от частоты настройки f_H фильтра:

$$f = f_H \pm \Delta f, \Delta f \ll f_H, \text{ или } \nu = 1 \pm \varepsilon, \varepsilon = \frac{\Delta f}{f_H}, \varepsilon \ll 1.$$

В этом случае из выражения для $W(\nu)$ следует, что $W(\nu) \approx 0,5\varepsilon$ (т.е. очень малый коэффициент передачи при малой расстройке).

Соответственно,

$$\tilde{K}_\phi = 20 \lg W^{-1}(\nu) = 20 \lg 2\varepsilon^{-1}.$$

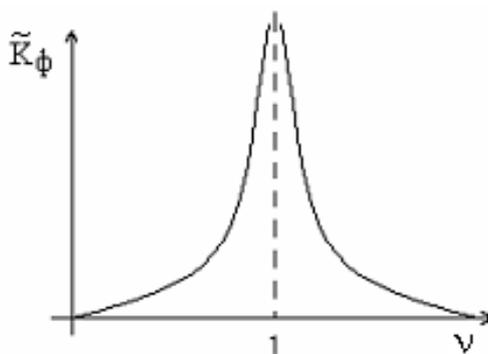


Рисунок 2.79. – Зависимость коэффициента фильтрации от нормированной частоты

Пример

$$f_H = 50 \text{ Гц}, \quad f = 50 \pm 0,5 \text{ Гц}.$$

При этом $\varepsilon = 0,01$ и $\tilde{K}_\phi = 20 \lg 2 \cdot 100 = 46 \text{ дБ}$.

Двойной T-образный RC-мост вблизи частоты настройки имеет высокую избирательность.

Оценим инерционность двойного T-моста.

При действии на вход двойного T-моста скачка напряжения E :

$$U_{\text{ВХ}}(t) = 0 \text{ при } t < 0,$$

$$U_{\text{ВХ}}(t) = E \text{ при } t \geq 0.$$

На выходе образуется реакция на скачок $U_{\text{ВЫХ}}(t)$, являющаяся оригиналом изображения преобразования Лапласа функции $U_{\text{ВЫХ}}(p)$:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) \sim U_{\text{ВЫХ}}(p).$$

При этом $U_{\text{ВЫХ}}(p) = U_{\text{ВХ}}(p)W(p)$;

$U_{\text{ВХ}}(p) = \frac{E}{p}$ – скачок постоянной величины E в изображении преобразования Лапласа;

$$W(p) = \frac{p^2 \tau^2 + 4}{p^2 \tau^2 + 8p\tau + 4} \text{ (см. ранее).}$$

Поэтому подставляя эти значения в формулу для $U_{\text{ВЫХ}}(p)$ и приводя изображения к табличному виду:

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}}(p) &= \frac{E(p^2\tau^2 + 4)}{p(p^2\tau^2 + 8p\tau + 4)} = E \frac{p^2 + \frac{4}{\tau^2}}{p(p^2 + 8\frac{p}{\tau} + \frac{4}{\tau^2} + \frac{12}{\tau^2} - \frac{12}{\tau^2})} = \\
&= E \frac{p^2 + \frac{4}{\tau^2}}{p \left[\left(p + \frac{4}{\tau} \right)^2 - \frac{12}{\tau^2} \right]} = E \left[\frac{p^2}{p \left[\left(p + \frac{4}{\tau} \right)^2 - \frac{12}{\tau^2} \right]} + \frac{\frac{4}{\tau^2}}{p \left[\left(p + \frac{4}{\tau} \right)^2 - \frac{12}{\tau^2} \right]} \right].
\end{aligned}$$

Согласно справочнику по математике,

$$\begin{aligned}
\frac{1}{p \left[(p+b)^2 + a^2 \right]} &\rightarrow \frac{1}{a^2 + b^2} \left[1 - e^{-bt} \left(\cos at + \frac{b}{a} \sin at \right) \right], \\
\frac{p^2}{(p+a) \left[(p+b)^2 + c^2 \right]} &\rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{(b-a)^2 + c^2} \left[\begin{aligned} &a^2 e^{-at} + \left((a-b)^2 + c^2 - a^2 \right) e^{-bt} \cos ct - \\ &-\left(ac + b \left(c - \frac{(a-b)b}{c} \right) \right) e^{-bt} \sin ct \end{aligned} \right].
\end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}} &= E \frac{1}{\frac{16}{\tau^2} - \frac{12}{\tau^2}} \left[0 + \left(+\frac{16}{\tau^2} - \frac{12}{\tau^2} \right) e^{-\frac{4}{\tau}t} \cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t - \right. \\
&\quad \left. - \left(\frac{4}{\tau} \left(j \frac{\sqrt{12}}{\tau} - \frac{-\frac{4}{\tau} \cdot \frac{4}{\tau}}{j \frac{\sqrt{12}}{\tau}} \right) \right) e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right] + \\
&\quad + E \frac{4}{\tau^2} \left\{ \frac{1}{\frac{16}{\tau^2} - \frac{12}{\tau^2}} \left[1 - e^{-\frac{4}{\tau}t} \left(\cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t + \frac{\frac{4}{\tau}}{j \frac{\sqrt{12}}{\tau}} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right) \right] \right\} = \\
&= E \frac{\tau^2}{4} \left[\frac{4}{\tau^2} e^{-\frac{4}{\tau}t} \cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t - \left(\frac{4}{\tau} \left(j \frac{\sqrt{12}}{\tau} - j \frac{16}{\sqrt{12}\tau} \right) \right) e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +E \left[1 - e^{-\frac{4}{\tau}t} \left(\cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t - j \frac{4}{\sqrt{12}} \sin \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right) \right] = \\
& = E \frac{\tau^2}{4} \left[\frac{4}{\tau^2} e^{-\frac{4}{\tau}t} \cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t - \left(\frac{4}{\tau} \cdot j \frac{12-16}{\sqrt{12}\tau} \right) e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right] + \\
& +E \left[1 - e^{-\frac{4}{\tau}t} \left(\cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t - j \frac{4}{\sqrt{12}} e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right) \right] = \\
& = E \left(e^{-\frac{4}{\tau}t} \cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t + \frac{\tau^2}{4} \cdot \frac{4}{\tau} j \frac{4}{\sqrt{12}\tau} e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t + \right. \\
& \left. + 1 - e^{-\frac{4}{\tau}t} \cos j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t + j \frac{4}{\sqrt{12}} e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right) = \\
& = E \left(1 + j \frac{4}{\sqrt{12}} e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t + j \frac{4}{\sqrt{12}} e^{-\frac{4}{\tau}t} \sin j \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right).
\end{aligned}$$

Далее, учитывая, $\text{sh } x = -j \sin jx$:

$$\begin{aligned}
U_{\text{ВЫХ}} & = E \left(1 - \frac{8e^{-\frac{4}{\tau}t}}{\sqrt{12}} \text{sh} \frac{\sqrt{12}}{\tau} t \right) = 1 - 8 \frac{e^{\frac{\sqrt{12}}{\tau}t} - e^{-\frac{\sqrt{12}}{\tau}t}}{2\sqrt{12}} e^{-\frac{4}{\tau}t} = \\
& = E \left(1 - \frac{4}{\sqrt{12}} (e^{\frac{\sqrt{12}}{\tau}t} - e^{-\frac{\sqrt{12}}{\tau}t}) e^{-\frac{4}{\tau}t} \right) = E \left(1 + \frac{4}{\sqrt{12}} (e^{-\frac{4}{\tau}t} e^{\frac{\sqrt{12}}{\tau}t} - e^{-\frac{4}{\tau}t} e^{-\frac{\sqrt{12}}{\tau}t}) \right) = \\
& = E \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} (e^{-\frac{t}{4+\sqrt{12}}} - e^{-\frac{t}{4-\sqrt{12}}}) \right).
\end{aligned}$$

Обозначим $\tau_1 = \frac{\tau}{4+\sqrt{12}}$ и $\tau_2 = \frac{\tau}{4-\sqrt{12}}$, тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = E \left[1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \right].$$

Таким образом,

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = E \left[1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \left(e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \right],$$

где $\tau_1 = \frac{\tau}{4+2\sqrt{3}}$ и $\tau_2 = \frac{\tau}{4-2\sqrt{3}}$.

Пример

При $f_H = 50$ Гц и $\tau = 6,4$ мс имеем $\tau_1 = 0,85$ мс и $\tau_2 = 12$ мс .

Процесс характеризуется двумя постоянными времени τ_1 и τ_2 .

Переходная функция $h(t) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{U_{\text{ВХ}}(t)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{E}$,

т.е. $h(t) = 1 + 1,16(e^{-\frac{t}{0,85}} - e^{-\frac{t}{12}})$, здесь время (t) в миллисекундах.

Возьмем две характерные точки для построения графика:

- $t = 0$ $h(0) = 1$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}}(0) = U_{\text{ВХ}}(0) = E$;
- $t = \infty$ $h(\infty) = 1$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}}(\infty) = U_{\text{ВХ}}(\infty) = E$.

Тогда вид переходной функции двойного Т-образного моста можно представить на рисунке 2.80.

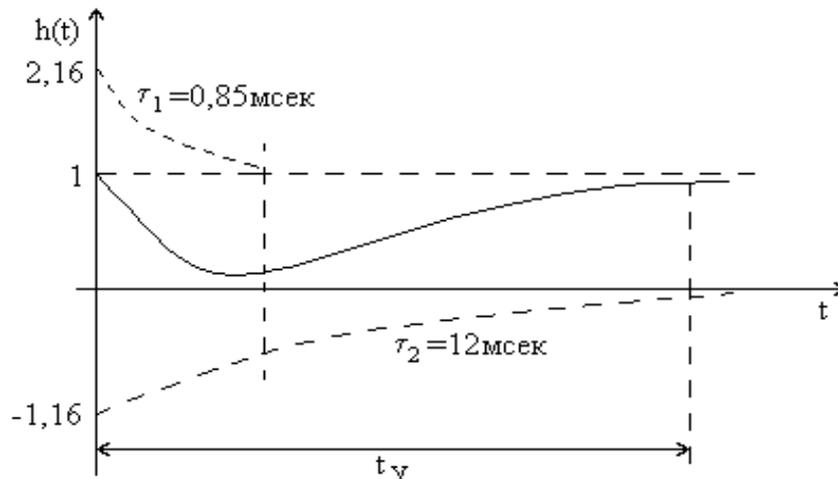


Рисунок 2.80. – Пример определения времени установки двойного Т-моста

Экспонента τ_1 быстро затухает, поэтому время установки в основном будет определять постоянная τ_2 : $h(t) \approx 1 - 1,16e^{-t/\tau_2}$.

Время установки t_y математически для двойного Т-образного моста имеет большее значение, чем для низкочастотного фильтра. Однако если сравнивать t_y и избирательность обоих фильтров, то двойной Т-мост будет эффективнее. Проведем сравнение характеристик низкочастотного фильтра и двойного Т-моста (таблица 3.1).

Режекторный фильтр в виде двойного Т-моста очень эффективно используется на очень низких и средних частотах. Иногда применяют каскадное (последовательное) включение низкочастотных или высокочас-

тотных фильтров с избирательными (не обязательно двойными мостами) фильтрами для более сильного подавления шумов на отдельных частотах диапазона. Коэффициенты передачи (и фильтрации) по децибелам складываются по общему правилу, что позволяет находить общую характеристику фильтрации и вести расчет отдельных каскадов и фильтра в целом.

Таблица 3.1. – Характеристики фильтров

Вид фильтра	τ , мс	f , Гц	\tilde{K}_Φ , дБ	t_y , мс ($\Delta = 10^{-3}$)	t_y , мс ($\Delta = 10^{-5}$)
НЧ-фильтр	300	50	40	2000	3500
2-Т-фильтр	6,4	$50 \pm 0,5$	46	80	140

2.3.2. Интегрирование

Второй основной метод защиты от шумов нормального вида – интегрирование.

Сущность метода состоит в использовании свойства, что интеграл от синусоидального сигнала за время, равное или кратное его периоду, равен нулю:

$$\int_{t_1}^{t_2} U_m \sin(\omega t + \varphi) dt = 0,$$

где $t_2 - t_1 = kT$ и $k = 1, 2, 3, \dots, n$, $T = 2\pi/\omega$.

Рассмотрим схему идеального интегратора (рисунок 2.81):

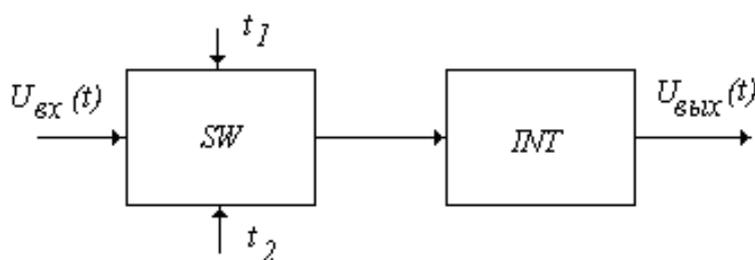


Рисунок 2.81. – Идеальный интегратор с ключом на входе

Здесь INT – идеальный интегратор; SW – идеальный ключ, замыкающийся в момент t_1 и размыкающийся в момент t_2 . После размыкания ключа сигнал на выходе (величина постоянного напряжения после момента t_2):

$$U_{\text{ВЫХ}}(t \geq t_2) = \frac{U(t_2 - t_1)}{\tau} = \frac{U \cdot \Delta t}{\tau} = SU,$$

где $S = \frac{\Delta t}{\tau}$ – коэффициент преобразования интегратора;

$\Delta t = t_2 - t_1$ – длительность интегрирования;

τ – постоянная интегрирования.

Допустим, что на полезный сигнал наложена синусоидальная составляющая шума, тогда

$$U_{\text{ВХ}}(t) = U + U_m \sin(\omega \cdot t + \varphi),$$

где φ – фазовый угол относительно начала интегрирования, т.е. относительно $t_1 = 0$, принимаемого за начало координат; в этом случае $\Delta t = t_2$ (рисунок 2.82).

Выходной сигнал в этом случае

$$U_{\text{ВЫХ}}(t \geq t_2) = SU + \frac{U_m}{\tau} \int_0^{\Delta t} \sin(\omega \cdot t + \varphi) dt = S \left[U + \frac{U_m}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \sin(\omega \cdot t + \varphi) dt \right] = S[U + \Delta U],$$

где $\Delta U = \frac{U_m}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \sin(\omega t + \varphi) dt$ – приведенное к входу изменение выходного напряжения, вызванного шумом синусоидального характера.

В интервале $\Delta t = kT = 2 \cdot \pi \cdot k / \omega^2$, где $k = 1, 2, 3, \dots, n$, приведенное ко входу, изменение выходного напряжения равно нулю $\Delta U = 0$ и $U_{\text{ВЫХ}}(t \geq t_2) = U$, т.е. **шум отсутствует**.

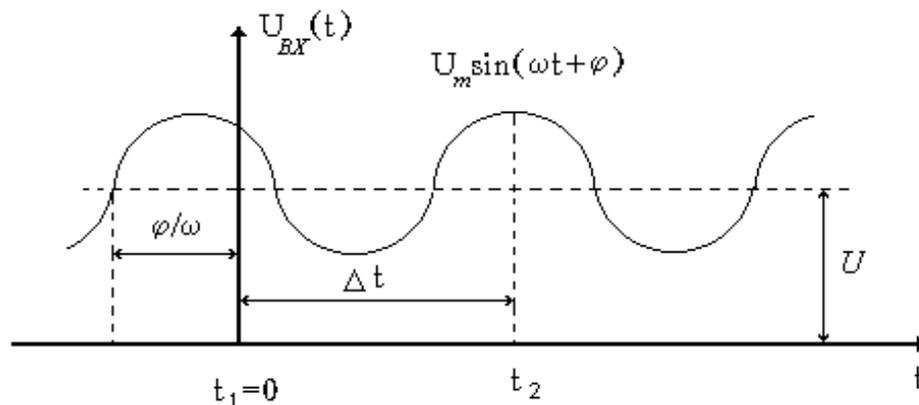


Рисунок 2.82. – К пояснению идеи интегрирования

На практике $\Delta t = kT$ точно выдержать невозможно, и $\Delta U \neq 0$. Тогда говорят о коэффициенте подавления синусоидальной помехи нормального вида

$$\tilde{K}_{\text{НВ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ш}}}{|\Delta U|} = 20 \lg \frac{\Delta t}{\left| \int_0^{\Delta t} \sin(\omega t + \varphi) dt \right|}. \quad (*)$$

Введем обозначение $m = \frac{\Delta t}{T} = \Delta t f$ – количество периодов интегрирования и рассчитаем формулу (*). Получим

$$\tilde{K}_{\text{НВ}} = 20 \lg \frac{2\pi m}{|\cos \varphi - \cos(2\pi m + \varphi)|}.$$

Таким образом, коэффициент подавления помехи нормального вида при интегрировании зависит от количества периодов интегрирования $m = \frac{\Delta t}{T}$ и от начальной фазы φ , а это значит, что существуют наихудшие значения φ и m , которые необходимо определить. Заслуживает внимания $\tilde{K}_{\text{НВ}}$ при наихудшем значении фазы φ .

Для нахождения наихудших значений φ можно применить классический прием: отыскать корни $\frac{d\tilde{K}_{\text{НВ}}}{d\varphi} = 0$ и подставить эти значения $\varphi_{\text{Н}}$ в $\tilde{K}_{\text{НВ}}$.

Наихудшее значение начальной фазы синусоидального шума $\varphi_{\text{Н}}$ (начало отсчета интегрирования определяет эту фазу) будет таким, при котором середина интервала интегрирования попадает на экстремум (минимум или максимум) синусоиды шума. Конечно, есть и наилучшее значение фазы, соответствующее случаю, когда середина интервала интегрирования (рисунок 2.83) соответствует нулевому значению шума ($\Delta U = 0$ и $\tilde{K}_{\text{НВ}} = \infty$).

Приведенный график соответствует наихудшей начальной фазе в смысле ослабления противофазной помехи, т.е. $\tilde{K}_{\text{НВ}} = \tilde{K}_{\text{НВmin}}$.

$\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ можно легко найти из формулы (*), сделав очевидное преобразование (перенеся ось начала координат в точку $\frac{\Delta t}{2}$ или $t = \frac{t_2}{2}$):

$$\int_0^{\Delta t} \sin(\omega t + \varphi) dt = \int_{-0,5\Delta t}^{0,5\Delta t} \cos \omega t dt.$$

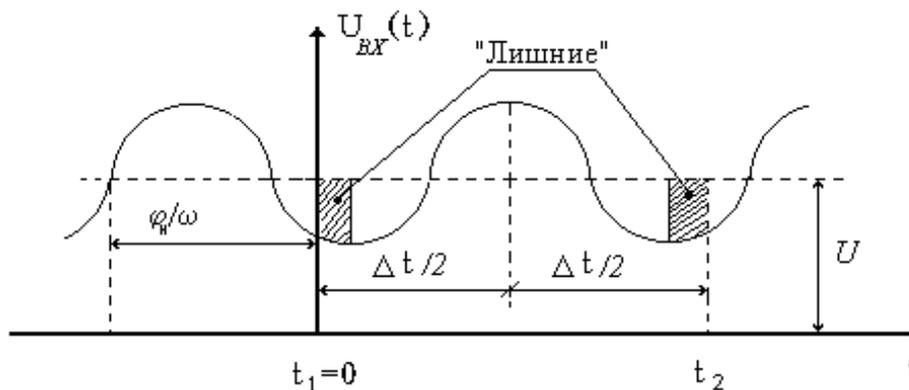


Рисунок 2.83. – К определению наихудшего значения фазы шума

Взяв интеграл в правой части $\left(\frac{1}{\omega} \sin \omega t\right)$ и подставив в выражение (*)

с учетом $m = \frac{\Delta t}{T}$, получим

$$\tilde{K}_{\text{НВmin}} = 20 \lg \left| \frac{\pi m}{\sin \pi m} \right|.$$

Таким образом, при наихудшем значении фазы синусоидальной помехи минимальный коэффициент подавления зависит только от m (количества периодов интегрирования). Это выражение можно записать иначе:

$$\tilde{K}_{\text{НВmin}} = 20 \lg \pi \cdot m - 20 \lg |\sin \pi m|.$$

Второй член в этом равенстве всегда меньше нуля!

При дробных значениях

$$m = 0,5; 1,5; 2,5; 3,5 \text{ и т.д.} \quad (**)$$

интеграл помехи максимален (минимальное значение $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$), т.е. $\tilde{K}_{\text{НВmin}} = 20 \lg \pi m$, ($\sin 0,5 \cdot \pi \approx 1$ и $\lg 1 = 0$).

Это выражение прямой линии, на которой находятся значения $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$. Эта прямая проходит через точку $m = \frac{1}{\pi}$ и имеет наклон +20 дБ/дек.

Зависимость $\tilde{K}_{\text{НВ}}$ от m показана на рисунке 2.84.

Для нахождения аргумента m наихудших значений $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ необходимо рассчитать $\frac{d\tilde{K}_{\text{НВ}}}{dm} = 0$. Производная от $\tilde{K}_{\text{НВ}} = 20 \lg \pi \cdot m - 20 \lg |\sin \pi m|$ дает

трансцендентное уравнение $m = \frac{1}{\pi}(\operatorname{tg} \pi \cdot m)$, которое решается численным методом. В качестве решения для первых корней получаем $m = 1,43; 2,46; 3,47$ и т.д. С увеличением значения m , соответствующих $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$, они все более приближаются к значениям записи (**): $m = 3,5; 4,5; 5,5$ и т.д. Подстановка их в формулу $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ дает значения:

$$\tilde{K}_{\text{НВmin}|m=1,43} = 13,3 \text{ дБ}, \quad \tilde{K}_{\text{НВmin}|m=2,46} = 17,8 \text{ дБ}, \quad \tilde{K}_{\text{НВmin}|m=3,5} = 20,8 \text{ дБ}.$$

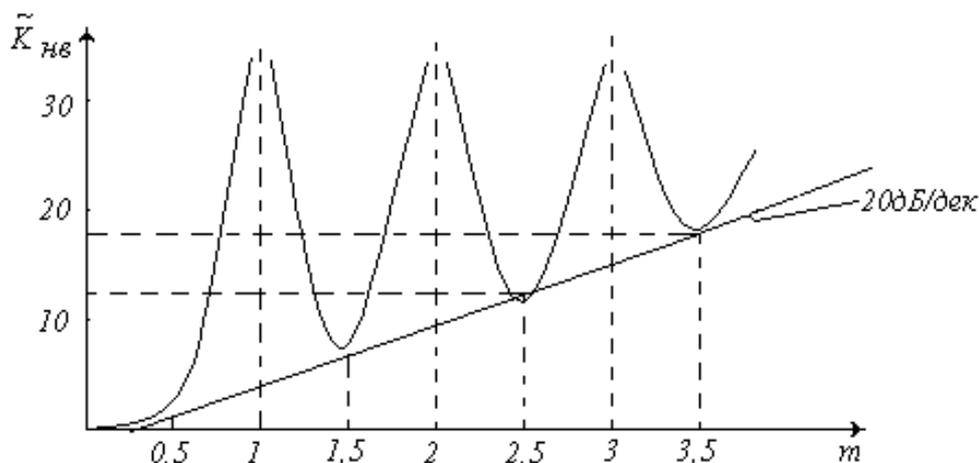


Рисунок 2.84. – Зависимость коэффициента фильтрации от количества периодов интегрирования

Практический интерес представляют значения $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ при малых отступлениях от равенства $m = \frac{\Delta t}{T} n$, т.е. при небольших отклонениях от целочисленных значений m .

Введем обозначение $m = k(1 \pm \varepsilon)$, где $k = 1; 2; 3 \dots$ и т.д., $\varepsilon \ll 1$, тогда

$$\tilde{K}_{\text{НВmin}} = 20 \lg \frac{\pi \cdot k(1 \pm \varepsilon)}{|\sin \pi k(1 \pm \varepsilon)|} = 20 \lg \frac{\pi \cdot k(1 \pm \varepsilon)}{|\sin \pi k \varepsilon|} \approx 20 \lg \varepsilon^{-1}.$$

При малых отклонениях периода интегрирования и периода помехи T значения $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ определяются только относительным расхождением периода помехи и периода интегрирования и не зависят от длительности периода интегрирования.

Пример. Имеем период интегрирования $\Delta t = 20$ мс (так работает коммутатор на входе измерительного прибора); $f = 50 \pm 0,5$ дБ. В этом случае

$m=1\pm 0,01$, т.е. $\varepsilon=0,01$ и $k=1$. $\tilde{K}_{\text{НВmin}} = 20\lg 100 = 40$ дБ. Синусоидальный шум частотой 50 Гц подавляется на 40 дБ.

Для получения больших значений $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ применяют автоподстройку длительности интегрирования Δt под частоту шума (помехи) в данном случае сети. Значит, с точки зрения защиты от сетевой помехи частоты 50 Гц имеет смысл выбрать $\Delta t = 20$ мс и точно его выдерживать, синхронизируя по помехе. Кратное увеличение длительности до 40; 60; 80; 100 мс ничего не меняет, лишь увеличивает инерционность схемы. Однако увеличение длительности интегрирования повышает $\tilde{K}_{\text{НВmin}}$ для любых частот шумового напряжения, хотя и увеличивает инерционность (рисунок 2.85).

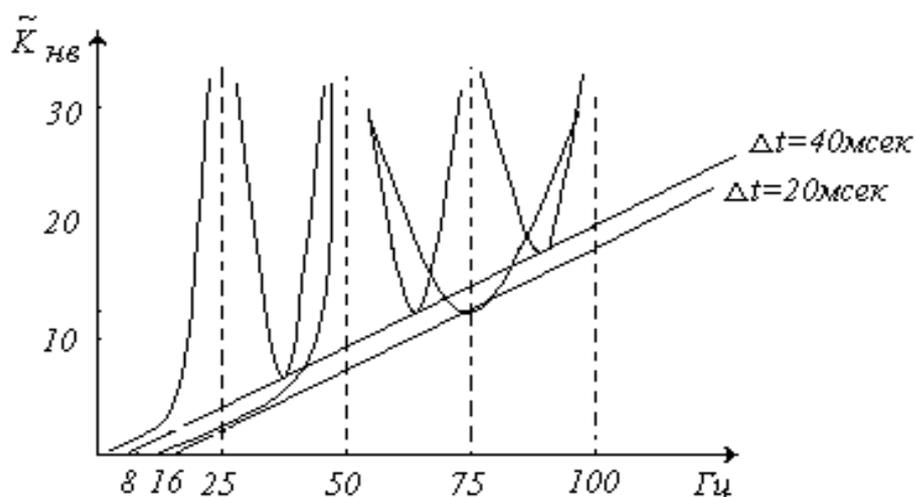


Рисунок 2.85. – Увеличение коэффициента фильтрации без подстройки под помеху с одновременным увеличением инерционности

Метод интегрирования часто применяется в интегрирующих цифровых вольтметрах, импульсных цифровых вольтметрах с двукратным интегрированием, преобразователях аналог–код, преобразователях, работающих с аналоговыми датчиками различного назначения.

3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ

3.1. Развязка по питанию

В большинстве электронных систем источник постоянного тока и системы распределения питания являются общими для многих схем.

Важно спроектировать систему так, чтобы не было канала связи по шумам через цепи питания постоянного тока. При этом преследуются две цели:

- обеспечить все нагрузки как можно более стабильным напряжением в условиях изменения потребляемых ими токов;
- любой сигнал переменного тока, возникающий на нагрузке, не должен создавать переменного напряжения на шинах питания.

В идеальном случае источник питания является генератором ЭДС с нулевым полным сопротивлением. Однако реальные источники питания не могут иметь нулевое внутреннее сопротивление (хоть и малое, но оно есть), кроме того, в это сопротивление вносят свой вклад и проводники питания.

Упрощенная (идеальная) схема питания представлена на рисунке 3.1.

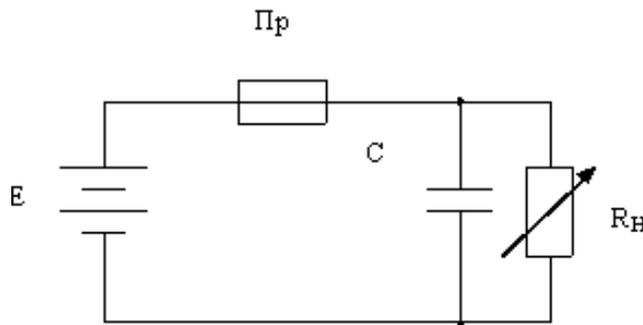


Рисунок 3.1. – Схема идеальной системы питания

Реальные схемы имеют (рисунок 3.2) внутреннее сопротивление $R_{Г}$, сопротивление предохранителя R , распределенные параметры линии R_1 , L_1 , C_1 и напряжение шумов наводок $U_{Ш}$ и заземлений. Напряжение $U_{Ш}$ можно минимизировать ранее рассмотренными методами экранирования и заземления. Конденсатор тоже имеет паразитные параметры (индуктивность и активное сопротивление, т.е. L и R).

Влияние конденсатора C заключается в фильтрации переменного напряжения. Исключив его, получим источник со схемой разводки, показанной на рисунке 3.3.

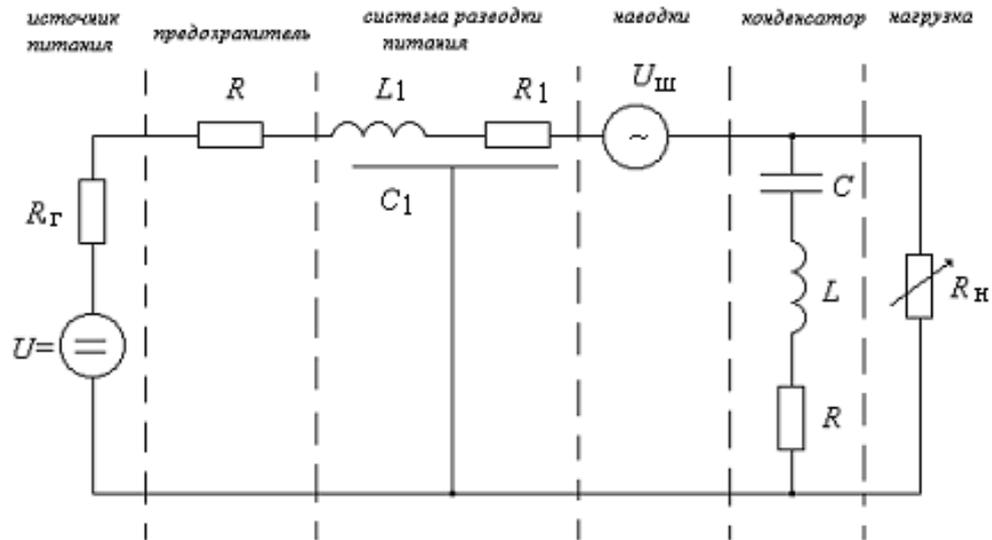


Рисунок 3.2. – Реальная схема разводки питания

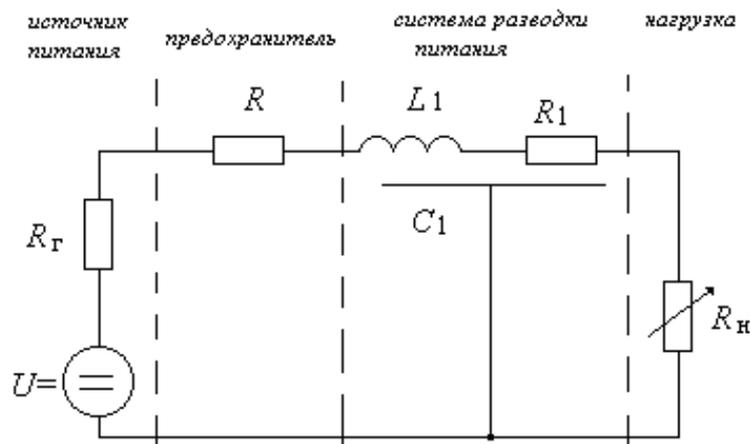


Рисунок 3.3. – Схема разводки питания без конденсатора

Различают два случая.

1. В статическом режиме (и на низких частотах) в системе разводки питания падение напряжения на линии питания определяется максимальным током нагрузки и значением сопротивлений R , R_1 , R_Γ . Омическое сопротивление линии питания $R_1 = \rho \frac{l}{S}$. Здесь l – длина проводника; S – площадь сечения проводника; ρ – удельное сопротивление.

Для меди $\rho = 1,724 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см} = 1,724 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

Минимальное постоянное напряжение на нагрузке

$$U_{H\min} = U_{\min} - I_{H\max} (R_\Gamma + R + R_1)_{\max}.$$

2. В динамическом режиме напряжения переходных шумов в цепи разводки питания возникают при резких изменениях тока, потребляемого нагрузкой. Если считать изменение тока мгновенным, то величина результирующего изменения на нагрузке будет зависеть от волнового сопротивления Z_0 линии передачи: $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$. Мгновенное изменение напряжения на нагрузке $\Delta U_H = \Delta I_H Z_0$.

На практике для цифровых схем характерно мгновенные изменения напряжений. В случае аналоговых схем волновое сопротивление можно использовать как критерий для сравнения шумовых характеристик схем. Для уменьшения шумов необходимо, чтобы Z_0 было возможно малым, т.е. распределенная емкость должна быть возможно большей, а индуктивность – возможно меньшей. Обычно линии питания выполняемы с Z_0 , равным единицам ом.

Индуктивность уменьшается, если вместо круглого проводника взять прямоугольный в поперечном сечении и два таких проводника расположить возможно ближе друг к другу.

Эти условия увеличивают емкость линии (усиливают подавление помех по питанию). Емкость увеличивается, кроме того, при применении изоляции с высокой диэлектрической проницаемостью. Линию разводки питания с малым волновым сопротивлением выполнить трудно. Обычно на печатных платах получают волновые сопротивления линий от 5 до 100 Ом.

Пример

Два плоских проводника шириной 6,35 мм на диэлектрике с диэлектрической проницаемостью, равной 5, и толщиной 127 мкм (диэлектрик типа СТ) имеют волновое сопротивление $Z_0 = 3,4$ Ом.

Линию питания с малым волновым сопротивлением реально выполнить трудно. Сложности создания линий передач с малым волновым сопротивлением вынуждают включать у нагрузки между шинами питания развязывающий конденсатор для обеспечения малого внутреннего сопротивления источника (конденсатор выполняет функцию местной батареи с малым внутренним сопротивлением). Вместе с тем конденсаторы работают в ограниченном диапазоне частот из-за наличия паразитной индуктивности, а оптимально выполненная линия передачи сохраняет низкий импеданс даже на высоких частотах (другими словами, выгоднее проектировать и создавать линии с оптимальными параметрами, чем минимизировать шумы, применяя конденсаторы).

3.1.1. Развязывающие фильтры

Учитывая неидеальность источников питания и конечное сопротивление соединительных линий, хорошим правилом для проектировщика схем является обеспечение некоторой развязки в каждой схеме или группе схем по питанию для уменьшения связи по шумам. Это особенно важно, когда разработчику приходится довольствоваться тем источником питания, который имеется в данном устройстве, и он, а также система разводки питания не попадают в сферу деятельности разработчика схемы со значительными потребностями мощности.

Для развязки схем от источника питания и схем между собой, а также отвода шумов от источника питания обычно используют резистивно-емкостные (RC) (рисунок 3.4, *а*) и индуктивно-емкостные (LC) (рисунок 3.4, *б*) цепи развязки (развязывающие фильтры).

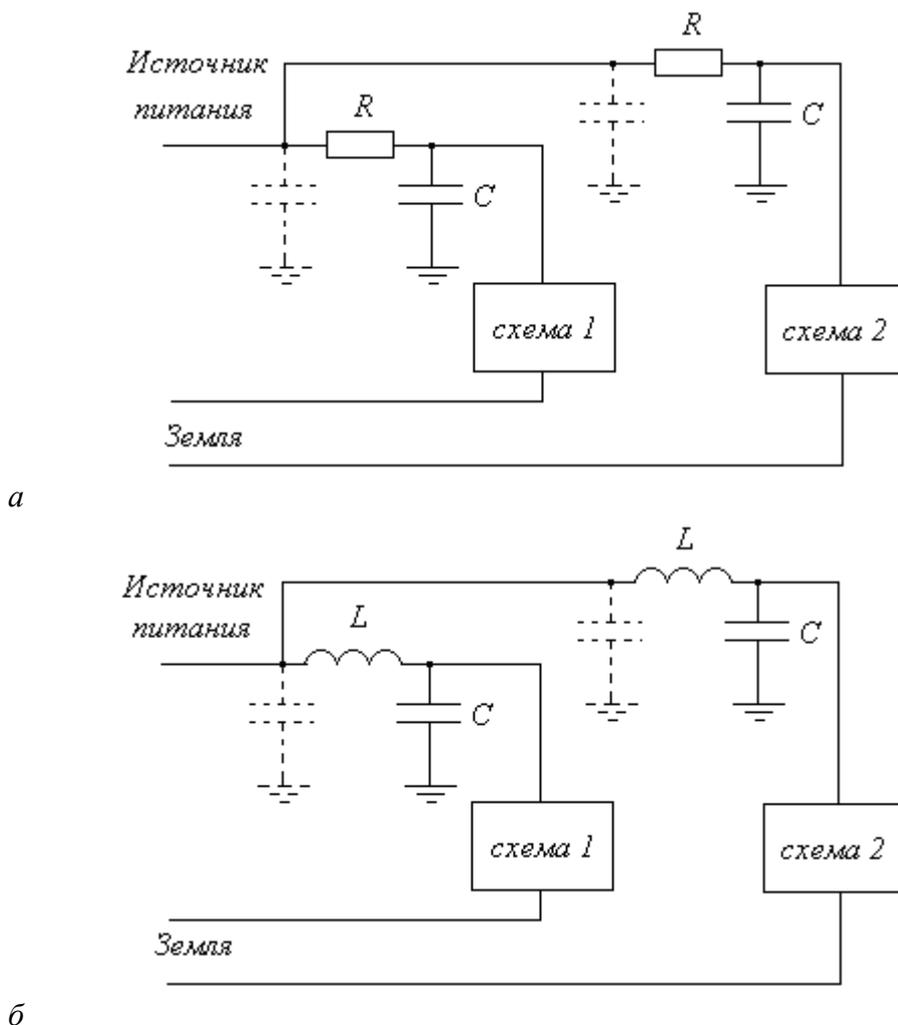


Рисунок 3.4. – Развязывающие фильтры в цепях питания

Работа того и другого вида фильтров развязки заключается в том, что переменная составляющая шумов замыкается на землю через емкость, а все напряжение шумов (или почти все) падает на сопротивлении R или индуктивности L . Однако при RC -фильтрах на сопротивлении R падает не только переменная составляющая шумов, но и постоянная составляющая питания. Поэтому такой вид развязывающих фильтров обычно применяется в цепях с относительно малым потреблением мощности. Индуктивно-емкостной (LC) фильтр обеспечивает лучшую фильтрацию, особенно на высоких частотах при тех же потерях напряжения питания (потери напряжения питания происходят только на омическом сопротивлении катушки L , которое стремятся уменьшить).

Коэффициент передачи идеального звена LC -фильтра в изображениях преобразования Лапласа при внутреннем сопротивлении источника $R_{Г}$ и нагрузке $R_{Н} = \infty$

$$K(p) = \frac{\frac{1}{pC}}{pL + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{p^2LC + 1} \text{ (фильтра второго порядка).}$$

Асимптотическая амплитудно-частотная характеристика такого фильтра представлена на рисунке 3.5.

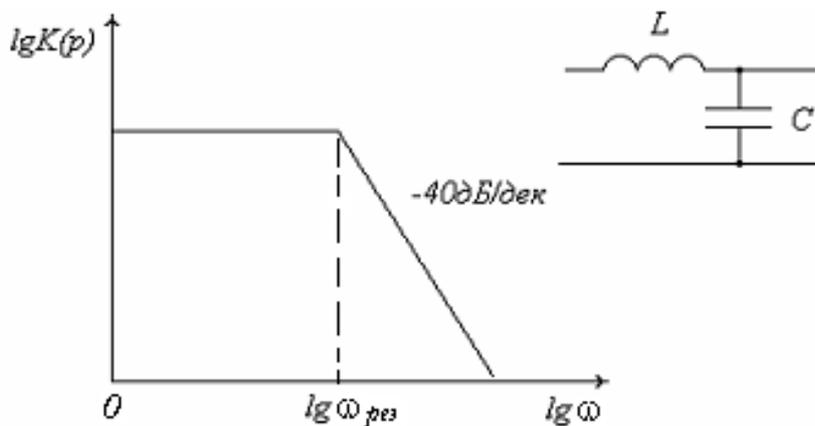


Рисунок 3.5. – Вид амплитудно-частотной характеристики низкочастотного фильтра второго порядка

Для идеального звена RC -фильтра $K(p) = \frac{\frac{1}{pC}}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{pRC + 1}$.

Частота $\omega_{cp} = \frac{1}{RC}$ называется частотой среза, или частотой сопряжения. Частотная характеристика однозвенного RC -фильтра имеет вид, представленный на рисунке 3.6.

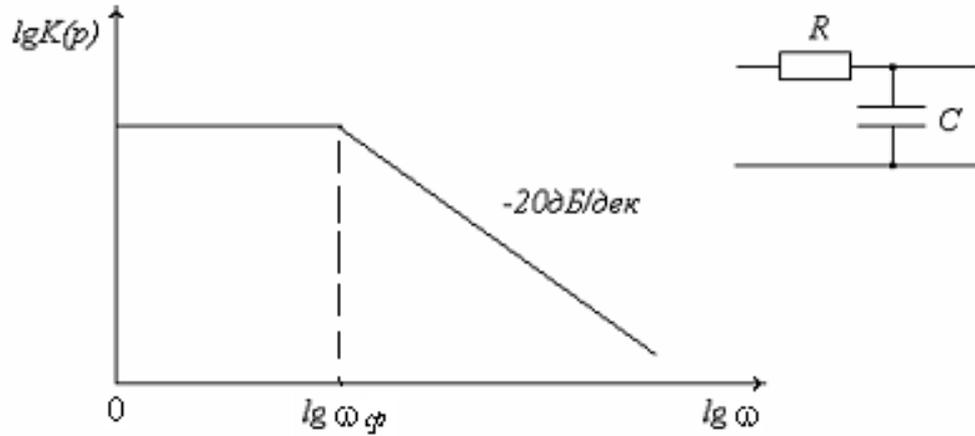


Рисунок 3.6. – Вид амплитудно-частотной характеристики RC -фильтра

На высоких частотах RC -фильтр имеет худшую фильтрацию по сравнению с LC -фильтром (наклон характеристики RC -фильтра составляет минус 20 дБ/дек., а у LC -фильтра – минус 40 дБ/дек.). Однако LC -фильтр имеет резонансную частоту $f_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{LC}}$.

На этой частоте сигнал на выходе фильтра может быть больше, чем в том случае, если бы фильтр отсутствовал вовсе. Необходимо, чтобы резонансная частота LC развязывающего контура была значительно ниже полосы пропускания схемы, подключенной к фильтру.

Коэффициент передачи LC -фильтра на резонансной частоте обратно пропорционален декременту затухания $d = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$, где R – активное сопротивление индуктивности; C – емкость контура LC -фильтра; L – индуктивность контура LC -фильтра.

Чтобы ограничить увеличение напряжения вблизи резонансной частоты на уровне 2 дБ, декремент затухания должен быть не менее 0,5 (с ростом d увеличение напряжения происходит медленно). Для увеличения затухания последовательно с катушкой индуктивности включают сопротивление R . Катушка индуктивности должна выдерживать соответствующую силу тока (сечение провода), а ее сердечник (если он есть) не должен входить

в фазу насыщения. Во многих случаях в схемах питания (рисунок 3.7) это дроссель с немагнитным зазором δ , который уменьшает или вовсе устраняет насыщение (рисунок 3.8).

Для предотвращения попадания шумов от схемы в источник питания включают конденсатор с другой стороны катушки или резистора и получают П-образный фильтр (рисунок 3.9).

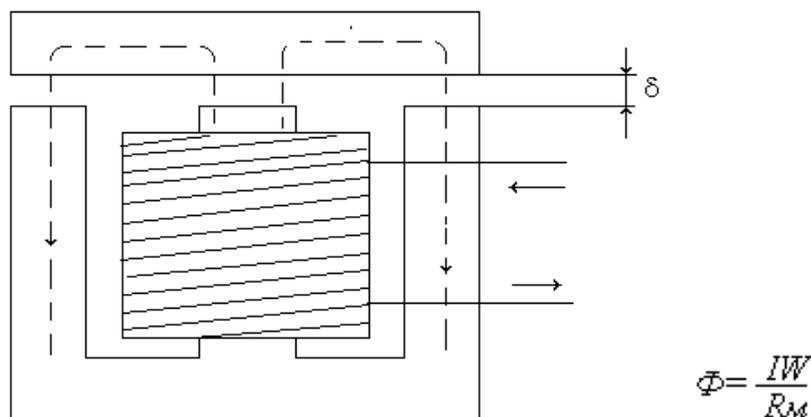
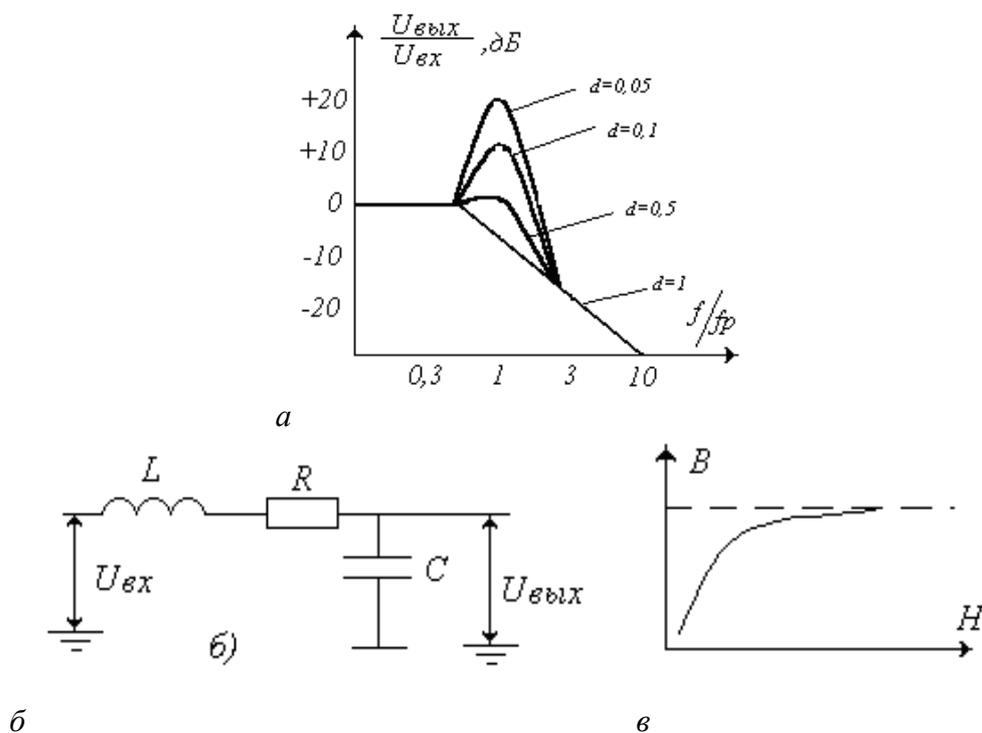


Рисунок 3.7. – Схематический рисунок дросселя с немагнитным зазором



a – выходное напряжение в зависимости от декрмента затухания *d*;
б – схема LC-фильтра; *в* – кривая насыщения ферромагнитного сердечника

Рисунок 3.8. – Поведение напряжения на выходе НЧ LC-фильтра

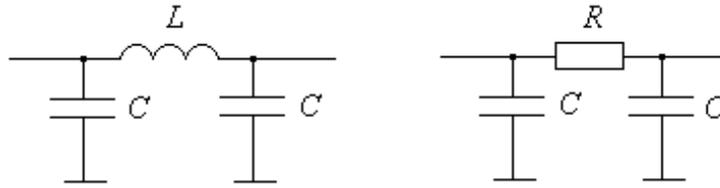


Рисунок 3.9. – Получение П-образного фильтра

Вообще, с точки зрения шумов, лучше применять RC -фильтр, т.к. в нем мощность шумов рассеивается на резисторе, тогда как в LC -фильтре (реактивном) – только отражается и может поступать в другие цепи. В конкретных устройствах разработчику приходится учитывать и другие условия, когда LC -фильтр может быть предпочтительнее. При использовании индуктивностей может потребоваться их экранировка, т.к. их поля рассеяния достигают значительных величин.

В ряде случаев бывает необходимо развязать по питанию не только отдельные схемы, но и отдельные каскады усилителя (например, усилитель промежуточной частоты – УПЧ).

Особенно склонен к самовозбуждению эмиттерный повторитель, работающий на емкостную нагрузку, например, линию передачи (рисунок 3.10).

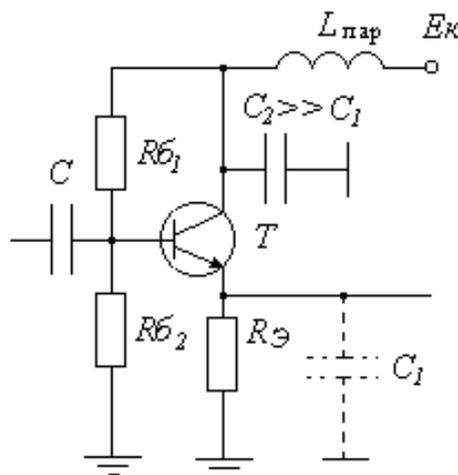


Рисунок 3.10. – Схема устранения самовозбуждения эмиттерного повторителя

При повышении частоты паразитное сопротивление цепей питания $L_{\text{пар}}$ растет, сопротивление C_1 падает, а общий коэффициент усиления каскада (эмиттерного повторителя) $K_U \approx \frac{Z_K}{Z_{\text{Э}}}$ и обратная связь через R_{B1} могут

привести к самовозбуждению. Обратная связь может охватить и предыдущие каскады, что также влечет самовозбуждение.

Самовозбуждение зависит от того, подключен или не подключен кабель нагрузки (C_1) к эмиттеру транзистора, что влияет на сдвиг фаз и коэффициент усиления, создаваемых транзистором на высоких частотах.

Чтобы исключить самовозбуждение эмиттерного повторителя на высоких частотах, необходимо заземлить коллектор по высокой частоте, исключив влияние паразитной индуктивности $L_{\text{пар}}$. Это достигается подключением конденсатора $C_2 \gg C_1$, что явится гарантией того, что $Z_K < Z_E$ и коэффициент усиления со стороны коллектора всегда будет меньше единицы. Конденсатор конструктивно должен быть размещен непосредственно у коллектора транзистора, чтобы исключить паразитную индуктивность монтажа участка линии питания.

3.1.2. Высокочастотная фильтрация

Для предотвращения излучения шумов от «шумящих» схем с высокочастотными составляющими или от схем с большими уровнями высокочастотной мощности применяют сплошные металлические экраны. Чтобы не снизить эффективность экранов, ко всем проводам, проходящим через экранированный отсек, следует подключать фильтры.

На звуковых частотах обычно достаточно рассмотренных ранее RC - и LC -фильтров. Однако чтобы гарантировать развязку на высоких частотах, следует принимать специальные меры.

1. В местах, где проводник проходит через экран, следует применять специальные проходные конденсаторы, а между землей и проводником в цепи включать слюдяной или керамический конденсатор с короткими выводами (рисунок 3.11).

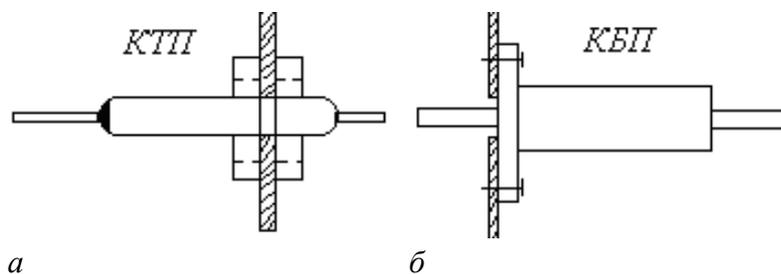


Рисунок 3.11. – Схематичный вид и установка проходных конденсаторов

На практике вместо проходных конденсаторов (КТП, КБП) подключают специально разработанные проходные фильтры Б14, Б23. Их конструкция

похожа на конструкцию проходных конденсаторов, но на проходном выводе нанесен феррит. Экранирование проводника внутри отсека уменьшает шумы, наводимые на проводник (рисунок 3.12).

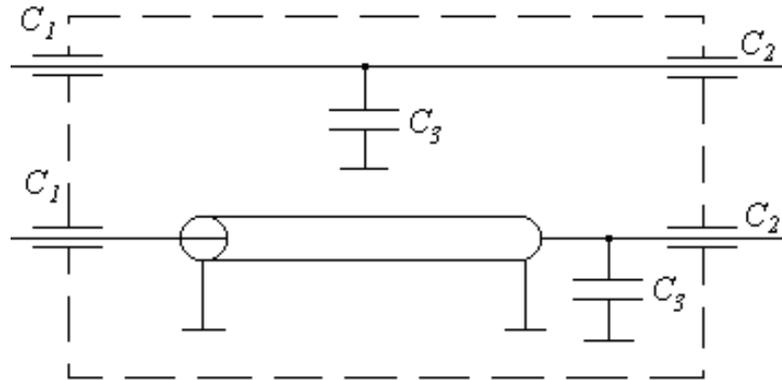


Рисунок 3.12. – Схема отсека с установленными элементами фильтрации

2. Используя дроссель и проходные конденсаторы, можно строить П-образные (более эффективные) фильтры (рисунок 3.13).

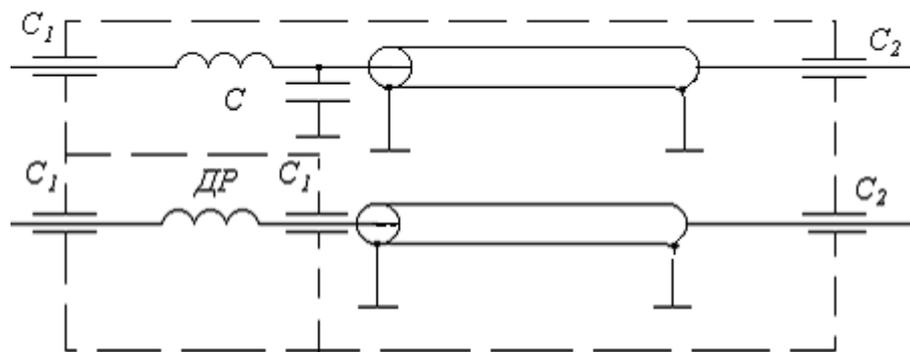


Рисунок 3.13. – Образование П-образных фильтров питания

4. СИСТЕМНЫЕ ФАКТОРЫ И УРОВЕНЬ ШУМОВ В СИСТЕМАХ

4.1. Полоса пропускания системы

Полосу пропускания в системах следует делать как можно меньше, т.е. нужна минимально необходимая полоса для прохождения сигнала. В противном случае имеем дополнительную возможность проникновения шумов в схему. Это же относится и к цифровым схемам. Генерация высокочастотных помех быстродействующими схемами более вероятна, чем схемами с малым быстродействием.

4.2. Модуляция и кодирование

Чувствительность системы к помехам зависит не только от экранирования, заземления, балансировки и т.д., но и от использования системы модуляции и кодирования. Каждый вид модуляции (амплитудная, частотная, фазовая) имеет свойственные только ей характеристики защищенности от помех. Например, частотная модуляция слабо восприимчива к амплитудным помехам. Для увеличения помехозащищенности можно применять цифровые методы обработки сигнала (АИМ, ШИМ, ЧИМ, ПСП и т.д.). Эти вопросы рассматриваются в курсе радиоприемных устройств и радиосистем борьбы с помехами.

4.3. Цифровые схемы

Все рассмотренные методы шумоподавления применимы как для аналоговых, так и для цифровых схем. Рассмотрим, как влияют особенности работы цифровых схем на их шумовые характеристики.

1. Шумы по потреблению мощности питания.

Пример. ТТЛ-вентиль во включенном состоянии потребляет 5 мА (один элемент), в выключенном – 1 мА (тоже один элемент).

Перепад, в общем, небольшой, но он происходит за время около 5 нс. Если провод питания имеет индуктивность 0,5 мкГн (одиночный провод диаметром 0,41 мм, длиной порядка 20 см), то при изменении состояния одного элемента вентиля на проводе питания возникает напряжение шумов:

$$U = L \frac{di}{dt} = 0,5 \cdot 10^{-6} \frac{4 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-9}} = 0,4 \text{ В}.$$

Вентилей в схеме может быть много. Напряжение питания микросхемы ТТЛ-логики составляет 5 В, поэтому шумы могут представлять серьезную проблему.

2. Спектральный состав шумов импульсных схем.

Разработчику цифровых схем следует помнить о спектральном составе импульсных сигналов. Если известна длительность фронта t_{Φ} , то максимальная эквивалентная частота $f_{\max} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot t_{\Phi}}$.

Пример. Время переключения 5 нс соответствует максимальной частоте 31,8 МГц.

Частотный спектр импульса зависит от его формы. Для одиночных импульсов спектр будет сплошной от 0 до f_{\max} . Для повторяющихся импульсов спектр содержит все частоты, кратные частоте повторения в диапазоне от 0 до f_{\max} .

3. Помехи, образуемые сквозными токами.

Возникновение помех данного вида на выходе микросхемы ТТЛ-логики показано на рисунке 4.1.

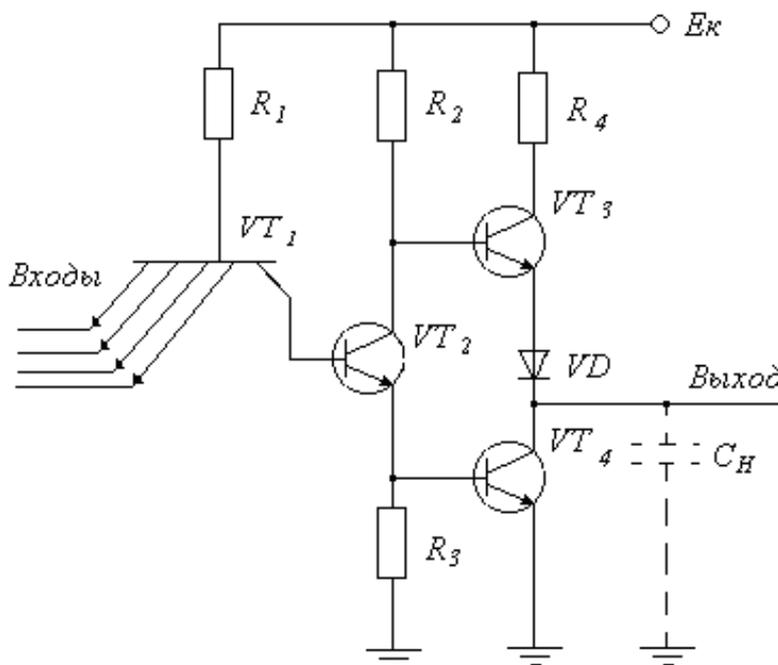


Рисунок 4.1. – Схема вентиля ТТЛ-логики

Для быстрого переключения в состояние «1» резистора R_4 выбирают небольшим (50–500 Ом). В состоянии «1» транзистор VT_3 насыщен и напряжение питания E_K через резистор R_4 подключено к конденсатору C_H , транзистор VT_4 закрыт. В состоянии «0» транзистор VT_3 закрыт, транзистор VT_4

открыт. В состояниях «1» и «0» сопротивление между шиной E_K и землей велико (в «1» это R_4 через C_H), но в момент переключения транзистор VT_3 еще насыщен, а транзистор VT_4 уже включился. Тогда E_K подключается прямо на землю через резистор R_4 , пока не рассосутся избыточные носители зарядов в базе транзистора VT_3 . Получаем на короткое время всплеск тока питания от 10 до 100 мА каждый раз при переключении схемы. Всплески тока будут и в других схемах, если есть емкостные нагрузки (начальный ток заряда). Поэтому к каждому корпусу интегральной схемы требуется подключать конденсаторы высокочастотной развязки. Их следует подключать именно рядом с микросхемой. Обычно это емкости порядка 0,01–0,02 мкФ. Иногда один конденсатор ставят на 2–5 рядом стоящих микросхем. Кроме того, на каждой плате на входе питания необходимо ставить конденсатор емкостью 10–100 мкФ. Провода питания должны иметь малое сопротивление. В схемах иногда возникает «звон». Обычно его не бывает, если соединительные сигнальные проводники между вентилями имеют длину не более 15 см.

Выбор емкости индивидуального конденсатора развязки можно осуществить, руководствуясь следующими соображениями. Заряд, переносимый динамической составляющей тока питания $i(t)$ микросхемы, за время переключения $t_{нар}$ должен быть меньше, чем тот, который может отдать конденсатор при допустимом изменении питания данного типа микросхемы. При этом за время переключения подзаряд от шины питания не принимается в расчет (считают шину питания неидеальной), и полагают, что до следующего переключения конденсатор, учитывая скважность, зарядится через шину до первоначального значения (считаем шину идеальной). Тогда можно записать неравенство

$$q_{отд} = \Delta U_{дон} C_{кр} \geq \int_0^{t_{нар}} i(t) dt \approx \Delta I_{ин} t_{нар} / 2,$$

или

$$C_{кр} \geq \frac{\Delta I_{ин} t_{нар}}{2 \Delta U_{дон}},$$

где $\Delta I_{ин} = b I_{кз}$ – условное значение изменения тока потребления;

$I_{кз}$ – выходной ток короткого замыкания микросхемы;

b – коэффициент, характеризующий серию микросхем; для микросхем ТТЛ типа $b = 1/3$.

Для микросхем ТТЛ-логики серии 133, 155 развязывающие емкости обычно бывают $(7-10) \cdot 10^3$ пФ на вентиль. Для микросхем КМОП серий

K164, K564, K765 развязывающие емкости примерно $(1,5-2) \cdot 10^3$ пФ на вентиль.

Каждая печатная плата, содержащая большое число логических схем, должна иметь хорошее заземление. Это либо шина с малым полным сопротивлением, либо заземляющая поверхность, покрывающая не менее 60% площади печатной платы, либо целый слой в многослойной печатной плате. Заземляющая поверхность обеспечивает малую индуктивность возвратных цепей питания.

Кроме того, из-за бросков тока в системе питания могут возникать медленные колебания напряжения питания, параметры которых обусловлены индуктивностью, последовательным сопротивлением потерь, емкостью шины питания в сумме с емкостью развязывающих конденсаторов ($L_{\text{ш}}, R_{\text{ш}}, C_{\text{р}}$). При правильном выборе $C_{\text{р}}$ эти колебания быстро затухают:

$$C_{\text{р}} \geq \frac{4L_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}}^2}.$$

Обычно величина $C_{\text{р}}$ получается довольно большой, и даже сумма индивидуальных развязывающих емкостей таких значений не достигает. Это вынуждает ставить на шину питания платы (блока) электролитический конденсатор довольно большой емкости (порядка 100 мкФ).

4. Недействующие выводы микросхем необходимо присоединять либо к шине питания (через резистор), либо к земле.

5. Уровень шумов, генерируемых логическими схемами, пропорционален их быстродействию. В случае ЭСЛ-логики это не выполняется, т.к. из-за симметричной конфигурации вентиля его ток питания одинаков в открытом и закрытом состоянии.

При применении цифровых и логических схем в качестве управляющих, особенно для энергоемких систем, для систем с большой коммутируемой и управляемой мощностями, обязательно применение защитных схем. Защитные схемы должны работать так, чтобы не было аварийных ситуаций.

Пример. При включении аппаратуры происходит временная задержка управляющего процессора (несколько наносекунд), а схема, которой он управляет, уже функционирует (из-за этого возможны ошибки в работе), и при отсутствии схемы защиты может возникнуть аварийная ситуация при управлении мощной системой. В этом случае необходимо учитывать деградацию элементов и микросхем.

5. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ

Реальные пассивные элементы не являются идеальными и их характеристики отличаются от теоретических, поэтому они могут быть (и часто являются) источниками шумов.

5.1. Конденсаторы

Типономиналов конденсаторов существует очень много. С точки зрения шумов конденсаторы часто делятся на категории по материалу диэлектрика. Материал диэлектрика в сильнейшей степени определяет конструктивно-технологические характеристики конденсаторов и область их применения. Реальный конденсатор не является чистой емкостью, а имеет сопротивление и индуктивность (рисунок 5.1).

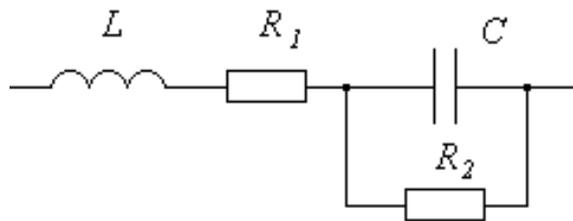


Рисунок 5.1. – Эквивалентная схема реального конденсатора

Индуктивность (L) определяется как выводами, так и структурой самого конденсатора; сопротивление R_1 – эффективное (т.е. действующее) последовательное сопротивление конденсатора, зависящее от тангенса диэлектрических потерь диэлектрика; сопротивление R_2 – сопротивление утечки, зависящее от объемного сопротивления материала диэлектрика; емкость C – емкость как физическая величина, характеризующая основной параметр конденсатора.

Одним наиболее важным соображением при выборе конденсатора является его рабочая частота. Максимальная рабочая частота конденсатора обычно ограничивается индуктивностью конденсатора и его выводов. Конденсатор имеет свою резонансную частоту и на частотах выше резонансной частоты индуктивное сопротивление. Обычно резонансная частота конденсаторов приводится в технических условиях (каталожных данных) на них. Нижняя граница определяется наибольшими достигаемыми на практике емкостями.

Электролитические конденсаторы характеризуются большой емкостью в малом объеме. Удельная объемная емкость больше, чем у любого другого типа. Они могут иметь большое последовательное сопротивление (от 0,1 до 1 Ом), и это сопротивление растет с ростом частоты и снижением температуры. Из-за больших конструктивных размеров они имеют большую последовательную индуктивность. Их не следует применять на частотах выше 25 кГц. При вынужденной их расстановке в цепи, где могут существовать сигналы более высоких частот, их необходимо шунтировать конденсаторами с малой индуктивностью, а т.к. частоты выше, то шунтирующий конденсатор может быть гораздо меньшей емкости, следовательно, другого конструктивно-технологического исполнения.

Еще одним недостатком электролитических конденсаторов является их полярность. Для получения неполярного конденсатора некоторые типы электролитических конденсаторов иногда можно включать встречно (допустимость такого включения регламентируется техническими условиями). Конечно, напряжение не должно превышать максимально допустимое. Для электролитических конденсаторов рекомендуется напряжение пульсаций (выбирается из справочника), т.к. при превышении пульсаций конденсатор перегревается.

Бумажные конденсаторы имеют гораздо меньшее, чем у электролитических конденсаторов последовательное сопротивление. Их удельная объемная емкость гораздо меньше. Внутренняя индуктивность меньше, чем у электролитических конденсаторов. Бумажные конденсаторы среднечастотные, они работают на частотах до нескольких мегагерц. Такие конденсаторы используются в фильтрующих, развязывающих и времязадающих цепях.

Слюдяные и керамические конденсаторы имеют очень малые последовательные сопротивление и индуктивность. Это высокочастотные конденсаторы и работают до частот ~500 МГц.

Цилиндрические керамические конденсаторы (КТ, КТП и ТО) – конденсаторы, у которых одна обкладка внешняя. Это надо иметь в виду при монтаже. Внешняя обкладка может служить экраном, уменьшающим излучение через электрическое поле (например, при подключении одного вывода к заземляющей поверхности).

Ни один из типов конденсаторов не обеспечивает удовлетворительную фильтрацию во всем диапазоне – от звуковых частот до сверхвысоких. Чтобы обеспечить широкополосное шунтирование, можно применять как минимум два различных конденсатора, включенных параллельно.

5.2. Индуктивности

Индуктивности обычно делят (с точки зрения генерации и приема шумов) на категории по типу сердечника. Есть две большие категории индуктивностей: индуктивности с воздушным сердечником и индуктивности с магнитным сердечником. Индуктивности с магнитным сердечником можно разделить на индуктивности с замкнутым сердечником и разомкнутым. Идеальная катушка должна иметь только индуктивность как физическую величину, однако она всегда имеет последовательное сопротивление, равное сопротивлению провода, из которого она намотана, а между витками обмотки возникает распределенная емкость (рисунок 5.2).

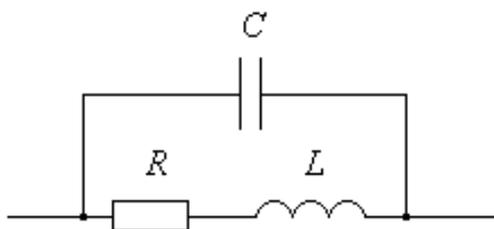


Рисунок 5.2. – Эквивалентная схема реальной катушки индуктивности

Из эквивалентной схемы видно, что любая реальная индуктивность имеет параллельный резонанс. Частота этого резонанса определяет максимальную рабочую частоту индуктивности, т.е. это максимальная частота, на которой катушку еще можно использовать как индуктивность.

Другой важной характеристикой катушек индуктивности является их чувствительность к паразитным магнитным полям и способность генерировать эти поля.

С точки зрения помехозащищенности можно выделить следующее:

1. Наиболее вероятно, что катушки индуктивности с воздушным сердечником или разомкнутым сердечником будут создавать помехи, т.к. их собственное магнитное поле выходит далеко за их габариты. Катушки с замкнутым магнитным сердечником создают намного меньший уровень внешнего магнитного поля, т.к. магнитный поток почти полностью замыкается сердечником, имеющим малое магнитное сопротивление (рисунок 5.3).

2. Катушки с магнитным сердечником более чувствительны к магнитным полям, чем катушки с воздушным сердечником. Наиболее чувствительна к внешним магнитным полям катушка с разомкнутым магнитным

сердечником, т.к. в сердечнике, обладающим малым магнитным сопротивлением, концентрируется внешнее поле и через него проходит большой магнитный поток. Катушка с замкнутым магнитным сердечником имеет чувствительность к внешним полям меньшую, чем с разомкнутым сердечником, но большую, чем катушка с воздушным сердечником.

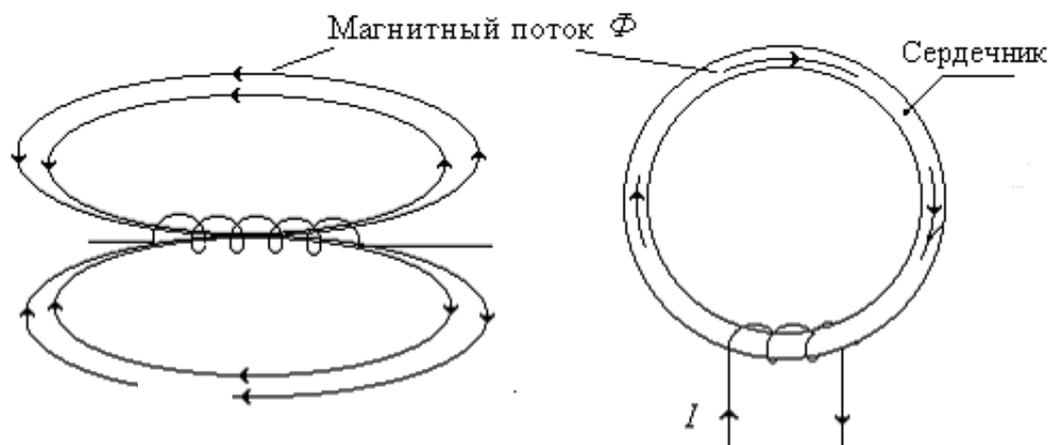


Рисунок 5.3. – Условная картина магнитного поля различных катушек индуктивности

Чтобы уменьшить излучение электрических и магнитных полей катушек индуктивности, катушки надо экранировать.

Для экранирования электрических полей катушек следует применять экраны с высокой проводимостью (медь, алюминий и т.п.). На высоких частотах такие экраны предотвращают прохождение и магнитного поля, поскольку внутри экрана возникают вихревые токи самоиндукции (токи Фуко), «выталкивающие» магнитное поле из экрана. Однако на низких частотах для ограничения распространения магнитных полей необходимо применять экраны с высокой магнитной проницаемостью.

5.3. Трансформаторы

Трансформатор – это две связанные друг с другом катушки индуктивности (обычно через общий магнитный сердечник). Применяются для разрыва контура заземления и в других случаях обеспечения гальванической развязки между цепями.

Реальный трансформатор (кроме всех моментов, присущих катушкам индуктивности), в отличие от идеального трансформатора, имеет емкость между первичной и вторичной обмотками, что приводит к связи по шумам через трансформатор (рисунок 5.4).

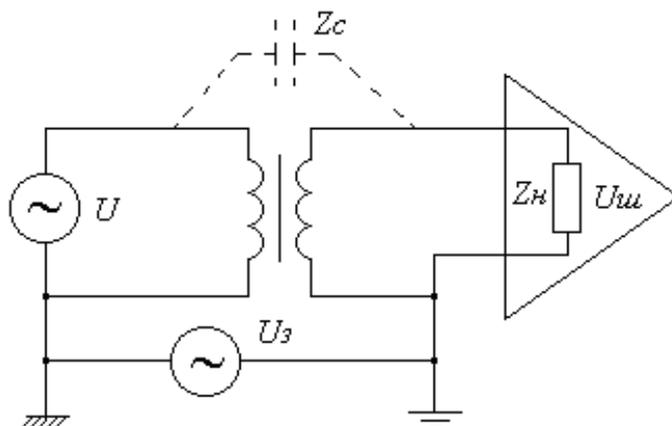


Рисунок 5.4. – Связь по шумам через трансформатор

Эту связь устраняют, вводя электростатический экран (экран Фарадея). Это заземленный проводник между двумя обмотками. Проводник этот выполняется в виде одного-двух слоев обмотки с выводом от одного конца, либо в виде одного-двух изолированных друг от друга слоев фольги из проводящего материала и также с выводом от одного конца (рисунок 5.5).

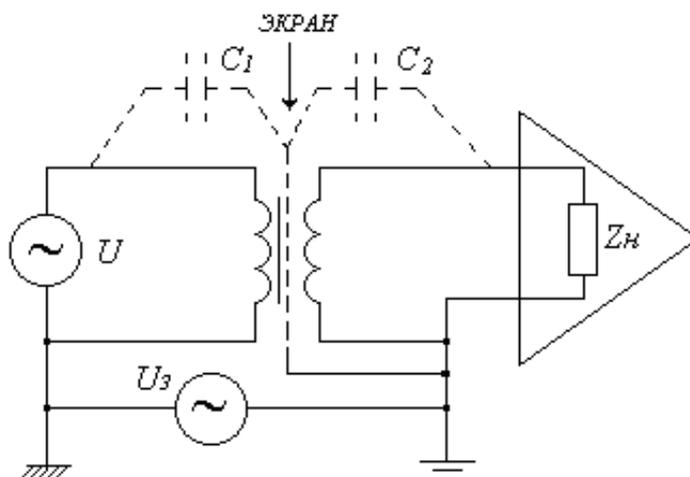


Рисунок 5.5. – Эффект экранирования трансформатора

Эффект экранирования можно получить и с помощью неэкранированных трансформаторов с выводом от средней точки (рисунок 5.6).

Если у трансформаторов нет выводов от средней точки, то лучше использовать схему, изображенную на рисунке 5.7.

Заземляется конец первичной и начало вторичной обмоток, т.е. места, где конструктивно витки находятся близко друг к другу.

Широкое применение нашел трансформатор с объемным витком (рисунок 5.8).

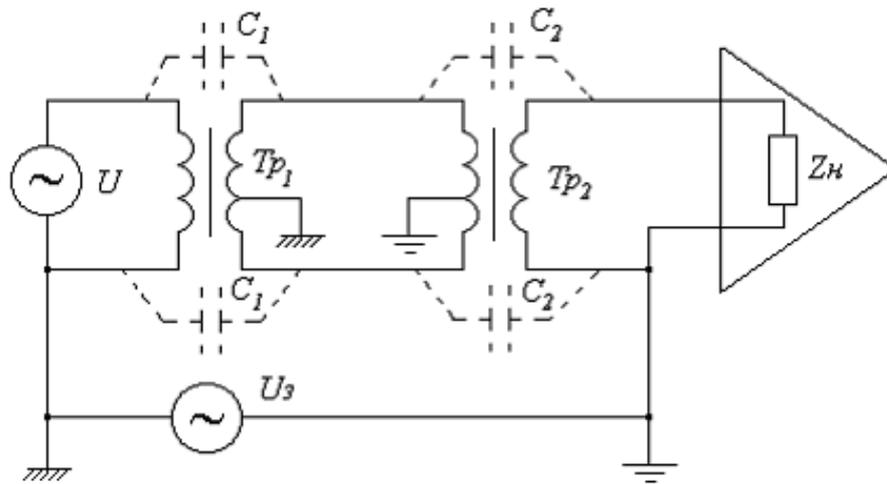


Рисунок 5.6. – Получение эффекта экранирования с помощью двух неэкранированных трансформаторов с выводом от средней точки

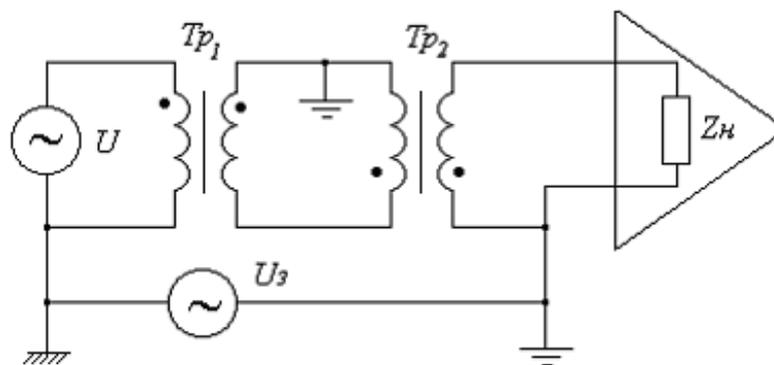


Рисунок 5.7. – Получение эффекта экранирования с помощью двух неэкранированных трансформаторов без вывода от средней точки

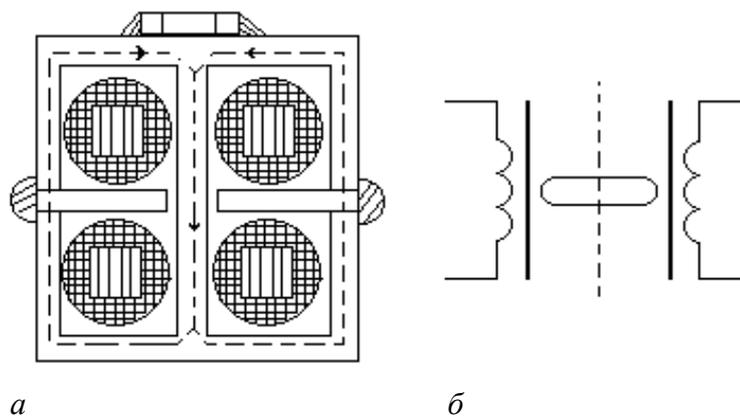


Рисунок 5.8. – Схематичная конструкция (а) и эквивалентная схема (б) трансформатора с объемным витком

Он применяется преимущественно на высоких частотах, где требуется высокая эффективность экранирования по электрическому полю, например, в балансных смесителях для уменьшения уровня излучения гетеродина.

5.4. Резисторы

Постоянные резисторы (резисторы постоянного сопротивления) можно сгруппировать по трем классам: проволочные, пленочные и композиционные.

Эквивалентная схема резистора зависит от его конструкции и технологии изготовления, но в большинстве случаев эта схема имеет вид, как на рисунке 5.9.

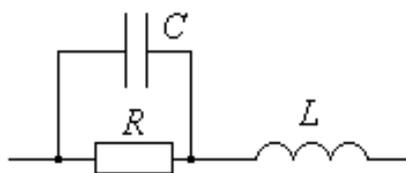


Рисунок 5.9. – Эквивалентная схема реального резистора

В типичном композиционном резисторе шунтирующая емкость C составляет 0,1–0,5 пФ. Индуктивность в основном определяется выводами.

В проволочном резисторе индуктивность определяет в основном сам резистор (материал и способ выполнения катушки).

Пленочные резисторы из-за их меандровой и спиральной структуры имеют большую индуктивность, чем композиционные, однако если пленочный резистор выполнен в виде прямоугольника, то его индуктивность маленькая.

Обычно индуктивность выводов резисторов как прямолинейных проводников составляет от 0,01 до 0,03 мкГн. Отсюда следует, что в высокочастотных и сверхвысокочастотных схемах индуктивность выводов следует уменьшать, укорачивая выводы до предельной величины.

Емкость, шунтирующая резистор, особенно существенно сказывается для высокоомных резисторов.

Пример

1. У резистора 22 МОм с шунтирующей емкостью 0,5 пФ уже на частоте 145 кГц емкостное сопротивление будет составлять 10% активного сопротивления, т.е. около 2 МОм. Если такой резистор использовать на этой или более высокой частоте, то шунтирующая емкость может влиять на работу схемы.

2. Имеется углеродистый резистор 1 МОм мощностью рассеивания 0,5 Вт на частоте 500 кГц. Модуль сопротивления уменьшается до 560 кОм, а фазовый угол будет составлять минус 34° (рисунок 5.10).

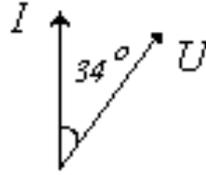


Рисунок 5.10. – Вид векторной диаграммы конкретного резистора на частоте 500 кГц

Еще одной важной характеристикой резисторов всех типов и конструкций являются шумы. Все резисторы генерируют шумы. Это напряжение шумов обусловлено как тепловыми, так и другими видами шумов: контактными и дробовыми.

Тепловые шумы устранить принципиально нельзя, т.к. напряжение шумов пропорционально температуре:

$$U_t = \sqrt{4kTBR},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К.

Другие виды шумов можно минимизировать. В итоге общий уровень шумов резистора будет равен или чуть больше уровня тепловых шумов.

Меньше всего шумят проволочные резисторы с их упорядоченной кристаллической структурой металла проводника.

Больше всего – композиционные, т.к. в них к тепловым шумам добавляются контактные, которые определяются структурой проводника. Чем больше ток через резистор, тем больше уровень контактных шумов (контактные шумы пропорциональны току). Контактные шумы иначе называют низкочастотными шумами или $1/f$ -шумами из-за специфического спектрального состава. Они приближенно выражаются формулой

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{kI_{\equiv}}{\sqrt{f}},$$

где I_{\equiv} – среднее значение постоянного тока через резистор, А;

f – частота, Гц;

B – полоса пропускания, Гц;

k – коэффициент, зависящий от вида материала контакта (справочные данные);

I_f – ток шумов, А.

В низкочастотных схемах следует считаться с контактными (избыточными) шумами резисторов, поскольку спектр имеет вид $1/f$, на низких частотах они становятся основными.

Шумы у тонкопленочных резисторов меньше, чем у композиционных, но больше, чем у проволочных. Здесь тоже дополнительными являются $1/f$ -шумы, но из-за более однородного материала они намного меньше, чем у композиционных резисторов.

Необходимо учитывать и еще один параметр резисторов – рассеиваемую мощность. Если два резистора одного типа и одинаковой величины сопротивления рассеивают одинаковую мощность, то уровень шума будет меньше у резистора большей номинальной мощности рассеивания (меньше нагревается, кроме того, растет избыточный шум).

Переменные резисторы генерируют те же шумы, что и постоянные, но у них возникают еще шумы от контакта ползунка. Эти шумы также прямо пропорциональны току через резистор и величине его сопротивления. Значит, чтобы минимизировать шумы переменного резистора, следует выбирать через него минимальный ток и величину его сопротивления.

5.5. Проводники

На проводники обычно не обращают внимания, однако они имеют параметры, которые очень важны для оценки шумовых и переходных характеристик электронных схем. В первую очередь это индуктивность и активное сопротивление.

Индуктивность проводника даже на низких частотах может создавать индуктивное сопротивление, превышающее активное.

Внешняя индуктивность (удельная) прямолинейного проводника диаметром d , расположенного на расстоянии h от заземленной плоскости:

$$L = \frac{\mu_0 \mu}{2\pi} \ln \frac{4h}{d}$$

при $h > 1,5d$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\Gamma}{\text{м}}$.

Внутренняя индуктивность пренебрежимо мала по сравнению с внешней индуктивностью проводника (например, для круглого проводника на низкой частоте $L_{\text{вн}} \approx 0,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{мкГн}}{\text{см}}$). На высоких частотах из-за скин-эффекта внутренняя индуктивность проводника будет еще меньше, поэтому общая индуктивность проводника будет определяться внешней индуктивностью проводника. Увеличение диаметра проводника ведет к уменьшению его индуктивности, но т.к. зависимость логарифмическая, то малую индуктивность за счет увеличения диаметра проводника получить очень трудно. Расстояние проводника от заземляющей поверхности влияет только на внешнюю индуктивность, а поперечное сечение – только на внутреннюю. Внутреннюю индуктивность можно уменьшить, применяя проводник прямоугольного сечения либо плоский проводник. Проводник в виде трубки также имеет меньшую внутреннюю индуктивность.

Собственная индуктивность двух параллельных проводников круглого сечения, по которым в противоположных направлениях течет ток,

$$L = 0,0039 \ln \frac{2D}{d}, \text{ мкГн/см,}$$

где D – расстояние между центрами проводников;
 d – диаметр каждого проводника.

Активное сопротивление – другая важная характеристика проводника. Выбор диаметра проводника определяется допустимым активным сопротивлением и, следовательно, падением напряжения. На постоянном токе и очень низких частотах

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление материала проводника;
 l – длина проводника;
 S – площадь поперечного сечения проводника.

На высоких частотах из-за скин-эффекта активное сопротивление растет, т.к. уменьшается эффективное поперечное сечение. Для круглого сплошного медного проводника общее активное сопротивление

$$R_{\sim} \approx (0,0038d\sqrt{f} + 0,26)R_{\underline{}},$$

где d – диаметр провода, мм;
 f – частота, Гц;
 $R_{\underline{}}$ – сопротивление постоянному току, Ом.

Это уравнение точно при $d\sqrt{f} = 250$.

При значении $d\sqrt{f} < 250$ действительное сопротивление по переменному току будет больше, чем то, что дает это уравнение (ошибка между расчетным и экспериментальным значениями увеличивается).

Если используется проводник не из меди, а из другого материала, то первый член в этом уравнении следует умножить на коэффициент

$k = \sqrt{\frac{\mu}{\rho_{\text{отн}}}}$, где μ – относительная магнитная проницаемость материала про-

водника; $\rho_{\text{отн}}$ – отношение удельного сопротивления материала к удельному сопротивлению меди.

Скин-эффект приводит к тому, что на высоких частотах сопротивление трубки будет таким же, что и у сплошного проводника. Сопротивление переменному току проводника прямоугольного сечения меньше, чем круглого. При одинаковом сечении периметр прямоугольника больше, чем у окружности, а т.к. прямоугольный проводник имеет еще и меньшую индуктивность, то на высоких частотах применение таких проводников предпочтительнее. В качестве заземлений даже на низких частотах применяют ленточные проводники или оплетку плоской формы. Приведенное выше уравнение для расчета сопротивления переменному току можно использовать для проводника любой формы поперечного сечения, полагая, что $d = P/\pi$, где P – периметр поперечного сечения.

5.6. Ферритовые кольца

Ферритовые кольца – простой и недорогой способ увеличить потери шумов в цепи, не внося потерь мощности на постоянном токе и низких частотах. Кольца невелики, могут надеваться на вывод элемента или проводник. Наиболее эффективно кольца обеспечивают ослабление нежелательных сигналов с частотой выше 1 МГц.

При правильном применении (рисунок 5.11) они могут осуществлять высокочастотную развязку, подавление паразитных сигналов и экранирование (т.е. локализацию шумов в некотором объеме).

Эквивалентная схема ферритового кольца на проводнике для высоких частот приведена на рисунке 5.12.

Комплексное сопротивление ферритового кольца

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f \cdot l)^2},$$

где R – эквивалентное активное сопротивление кольца;

L – эквивалентная индуктивность.

В зависимости от материала и технологии изготовления ферритовые кольца могут быть:

– резистивного типа, когда с ростом частоты $|Z|$ почти не меняется и действие кольца обусловлено рассеиванием мощности высокочастотного сигнала на эквивалентном сопротивлении R ;

– индуктивного типа, когда с ростом частоты растет $|Z|$ и действие обусловлено в основном эквивалентной индуктивностью L .

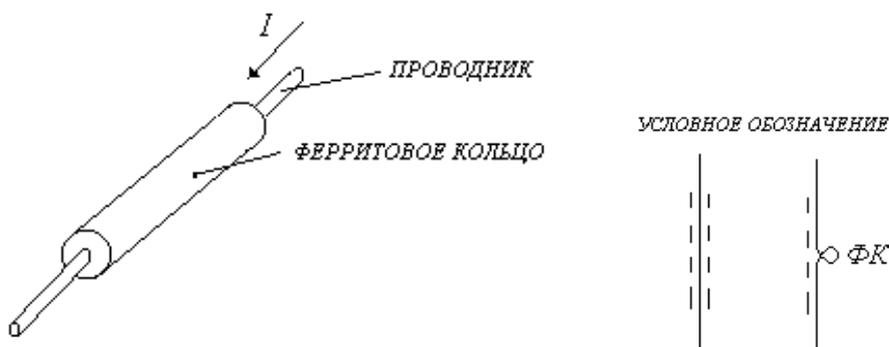


Рисунок 5.11. – Схематическое изображение и условное обозначение ферритового кольца



Рисунок 5.12. – Эквивалентная схема ферритового кольца на высоких частотах

Ферритовые кольца особенно эффективны для гашения высокочастотных колебаний, вызываемых переходными процессами при переключении и паразитными резонансами. Они полезны для предотвращения протекания высокочастотных наводок из цепи схемы в источник питания или другие провода.

Эквивалентное сопротивление высокочастотных потерь одного кольца составляет порядка 60–100 Ом, поэтому ферритовые кольца резистивного типа наиболее эффективны в низкоомных цепях (источники питания, усилители мощности класса С и Д, резонансные схемы, переключательные схемы на тиристорах). Если одно кольцо не дает достаточного ослабления, можно использовать несколько. Однако если три кольца не улучшают работу схемы, дополнительные кольца обычно неэффективны.

Ферритовые кольца в качестве LC -фильтра представлены на рисунке 5.13.

Кольцо из феррита резистивного типа применяется для устранения «звона», возникающего из-за длинных соединительных линий между логическими элементами (рисунок 5.14).

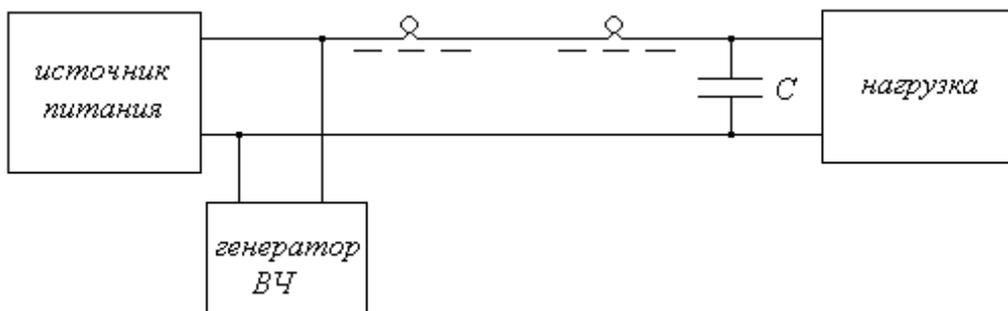


Рисунок 5.13. – Ферритовые кольца в электрической цепи

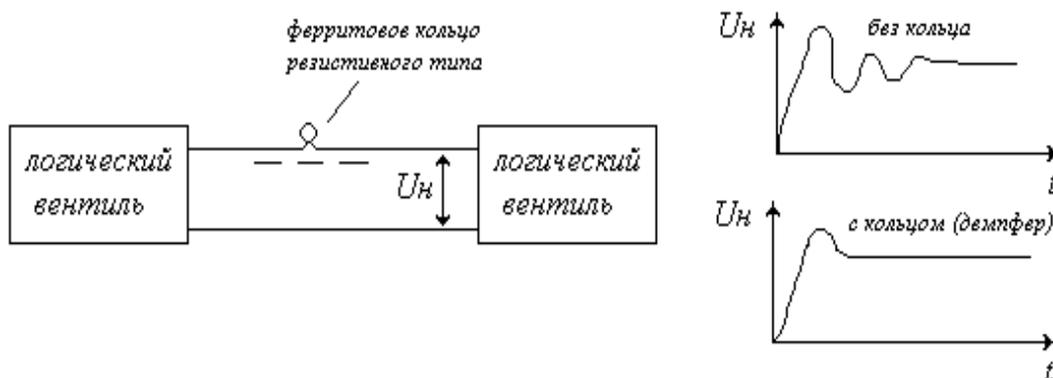


Рисунок 5.14. – Ферритовое кольцо резистивного типа, примененное для устранения «звона»

Устранение высокочастотной гармоник на паразитном резонансе (выходной усилитель класса С) можно осуществить по схеме, изображенной на рисунке 5.15.

Имеем паразитный резонанс на паразитных L и C . Индуктивное ферритовое кольцо заставляет ток гармоник течь через резистор 50 Ом (для основной частоты индуктивность кольца дает малое сопротивление, т.к. частота намного ниже), на котором и рассеивается мощность гармоник.

Для фильтрации (экранировки) оптимальные результаты получаются в схеме из проходных конденсаторов и индуктивных ферритовых колец, например, для устранения шумов коммутации электродвигателя (рисунок 5.16).

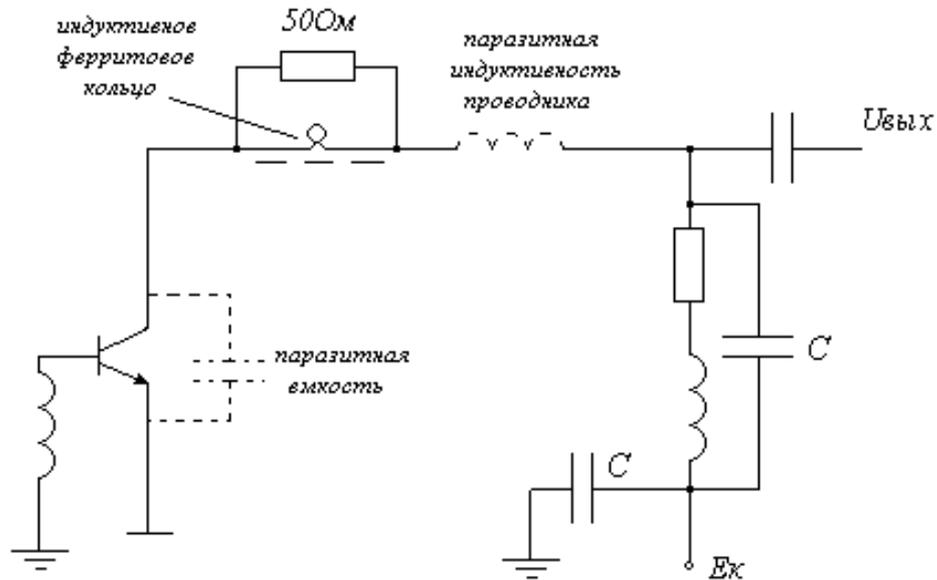


Рисунок 5.15. – Ферритовое кольцо для устранения паразитного резонанса

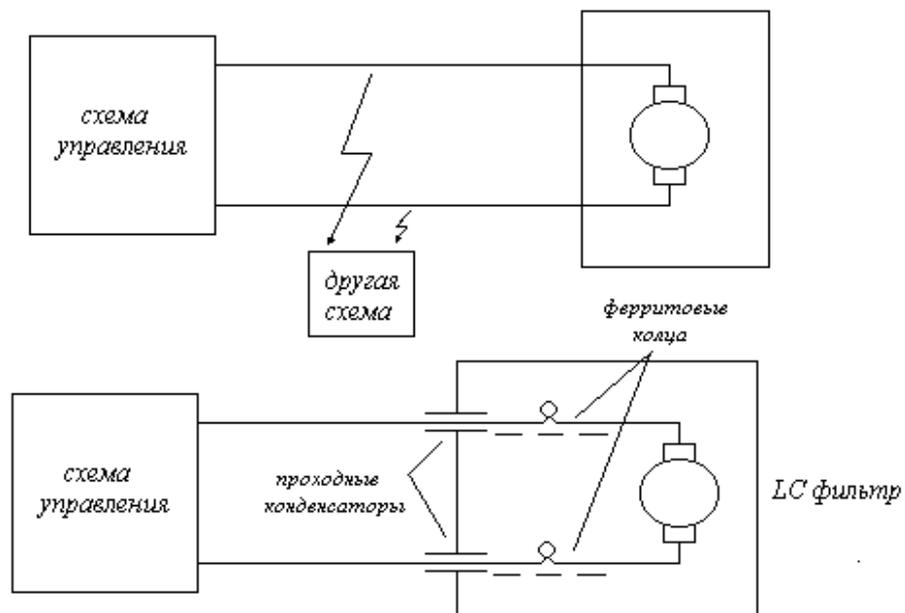


Рисунок 5.16. – Ферритовые кольца для фильтрации шумов коммутации электродвигателя

При применении ферритовых колец для подавления шумов следует иметь в виду:

- 1) в цепях с постоянной составляющей тока, необходимо следить за тем, чтобы феррит не насыщался;
- 2) ферритовое кольцо, даже резистивного типа, – это всегда индуктивность. Обычно их применяют как дополнительное средство подавления шумов при настройке схемы и испытаниях устройств.

6. НЕЛИНЕЙНЫЕ РАДИОЭЛЕМЕНТЫ

Из нелинейных радиоэлементов рассмотрим полупроводниковые диоды, т.к. транзисторы и электровакуумные приборы подробно рассматриваются в других курсах как по принципу действия, так и по работе в конкретных схемах [2; 3; 16; 18]. Здесь много внимания уделяется «сложным» приборам: транзисторам, лампам и т.д. Такие «простые» приборы, как диоды, стабилитроны и т.п., рассматриваются обычно недостаточно глубоко с точки зрения генерирования шумов и восприимчивости к ним.

6.1. Диоды

1. Диоды в выпрямительных схемах.

При прямом включении диода в области $p-n$ -перехода накапливаются неосновные носители заряда («дырки» в n -области и электроны в p -области). Если в этот момент к переходу прикладывается обратное смещающее напряжение, то в течение некоторого времени через диод течет ток, обусловленный концентрацией этих носителей, т.е. практически неуправляемый (рисунок 6.1).

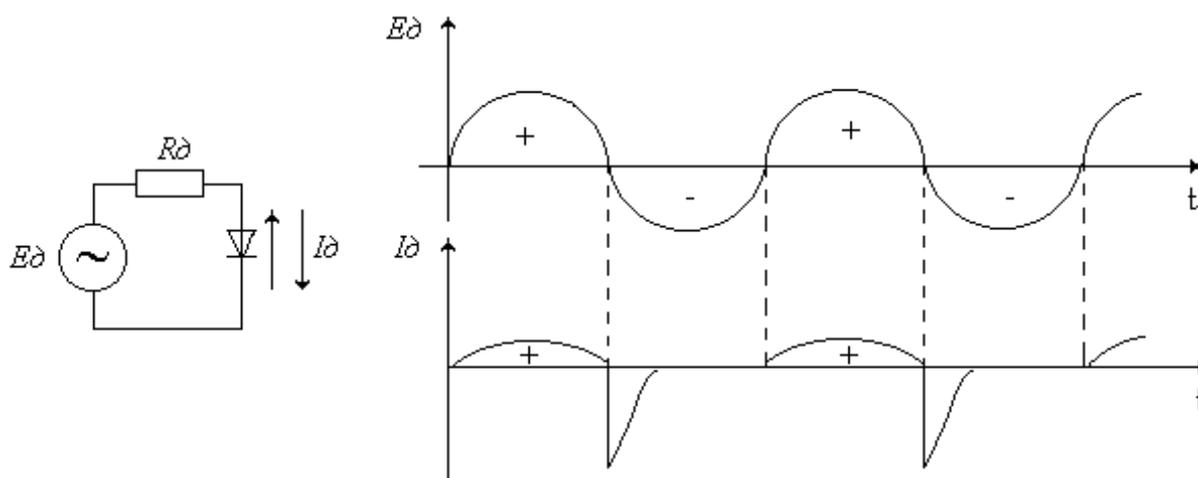


Рисунок 6.1. – Схема включения и временная диаграмма работы диода

Время существования обратного выброса тока обусловлено скоростью рассасывания неосновных носителей в $p-n$ -переходе, характеристиками диода и параметрами схемы. Длительность, форма и амплитуда выброса зависят от параметров диода и схемы.

Выбросы тока в диоде при переключении имеют широкий спектр и являются источником шумов в электрических цепях.

В выпрямительных устройствах такие шумы можно уменьшить.

А. Включение конденсаторов параллельно диодам (рисунок 6.2).

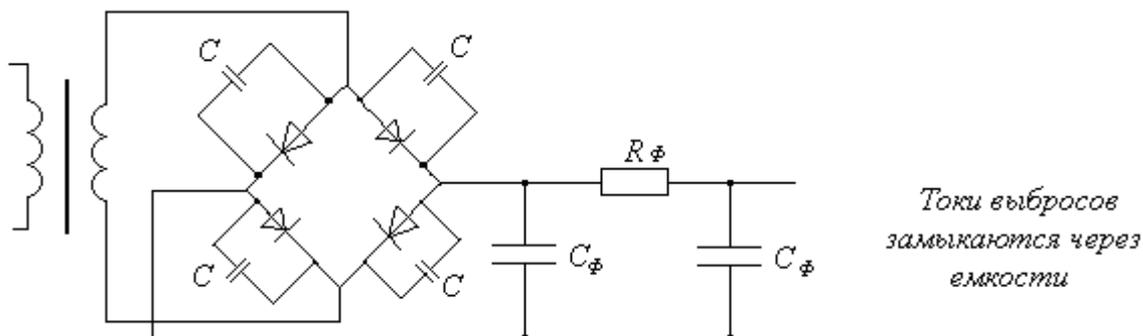


Рисунок 6.2. – Включение конденсаторов параллельно выпрямительным диодам

Сглаживающий фильтр, имеющий обычно большие емкости C_{ϕ} , против этих (высокочастотных) помех неэффективен. Эффект заметен, если параллельно C_{ϕ} включить конденсатор малой емкости (меньше на 1–2 порядка). Но это для конкретной схемы. Подавлять шумы принято возможно ближе к месту их возникновения, поэтому эффективнее ставить конденсаторы параллельно диодам, чтобы величина емкости не влияла в целом на выпрямляющие свойства схемы. Оптимальный вариант включения конденсаторов – между выводами (одним или обоими) на землю.

Б. Включение резисторов последовательно с диодами (рисунки 6.3, 6.4).

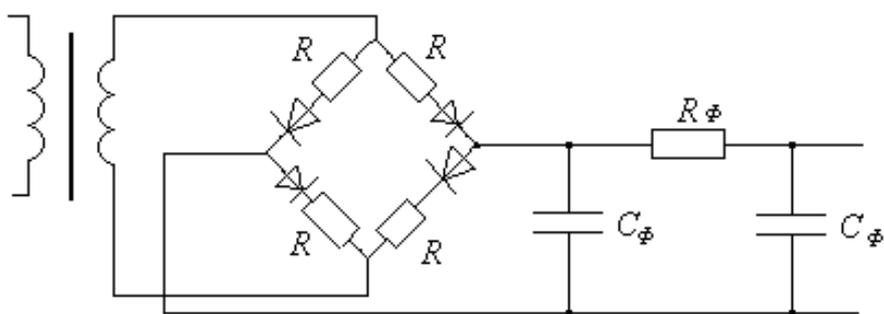


Рисунок 6.3. – Включение резисторов малого номинала последовательно с диодами

Резисторы в схеме (см. рисунок 6.3) увеличивают внутреннее сопротивление выпрямителя как источника напряжения, следовательно их номиналы необходимо выбирать из условия допустимости увеличения внутреннего сопротивления.

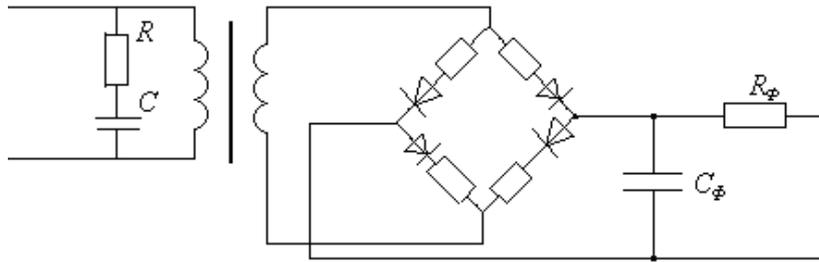


Рисунок 6.4. – Включение RC-фильтра по цепи питания

В выпрямительных схемах (см. рисунок 6.4) при увеличении номинала первого конденсатора фильтра питания (C_{Φ}) периоды его зарядки уменьшаются, ток, отбираемый от сети, увеличивается, и напряжение помехи может достигнуть очень большой величины. Для устранения этого эффекта в цепи сети ставят RC-фильтр. Сопротивление R обычно выбирают порядка 100 Ом, а емкость C – порядка 0,1 мкФ.

В. Использование недогруженного режима работы диода, т.е. такого, что прямой ток через него значительно ниже максимально допустимого для диодов данного типа. Эффект обусловлен малым насыщением p - n -перехода неосновными носителями из-за его сравнительно большой площади.

2. Диоды могут использоваться для коммутации высокочастотных колебаний (в качестве коммутаторов). При этом чем выше уровень коммутируемой мощности, тем больше уровень гармонических составляющих в выходном сигнале такого устройства.

Для уменьшения помех от диодов, используемых в качестве коммутаторов, необходимо правильно выбирать диоды.

А. Диоды должны иметь малый разброс параметров, большие значения рабочего и допустимого обратного напряжений и малое время восстановления обратного сопротивления (рисунок 6.5).

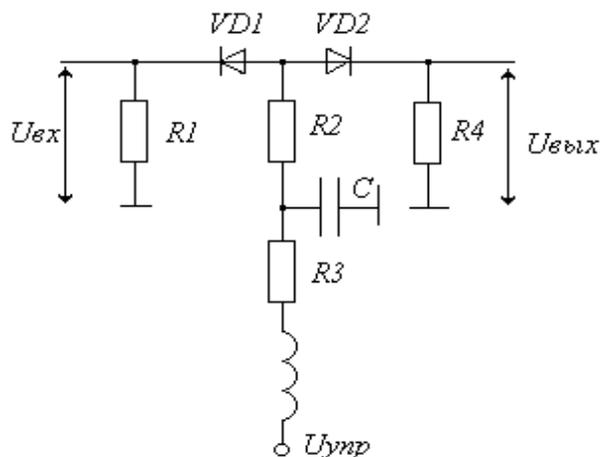


Рисунок 6.5. – Диоды в коммутирующем устройстве

Б. Коммутирующие диоды должны работать при минимально допустимых напряжениях и токах.

Высокочастотный сигнал может вызвать смещение рабочей точки (переход в режим детектирования) и исказить форму сигнала либо привести к ложному переключению. Конечно, должно выполняться условие: суммарное обратное напряжение не превышает максимального обратного напряжения диода.

Диоды малой мощности ($P_{\max} < 25$ мВт) и малой площадью p - n -перехода (например, точечные) при работе в сильных электромагнитных полях могут поглощать значительную долю энергии этих полей (p - n -переход – это полупроводник), что приводит к изменению их параметров или тепловому разрушению (выгоранию).

Диоды с большой площадью p - n -перехода имеют довольно большую емкость перехода (10–15 пФ). Энергия, проходящая через эту емкость, складывается с нормально проходящей через диод энергией, что может привести к перегреву перехода или его тепловому разрушению, поэтому диоды и другие полупроводниковые компоненты, находящиеся в зоне высокочастотных полей значительной мощности, необходимо экранировать.

3. Туннельные диоды, используемые в усилителях в качестве элемента схемы, могут вызвать паразитные колебания на эквивалентных емкостях и индуктивностях, подключенных к ним цепей фильтрации (обычно это частоты порядка 1 МГц).

4. Стабилитроны являются источниками дробового шума и шума, уровень которого обратно пропорционален частоте ($1/f$ -шум). У сплавных стабилитронов уровень шумов больше, чем у диффузионных (влияние технологии). Вообще, уровень шумов стабилитрона растет с увеличением тока через него, однако для некоторых точек ВАХ стабилитрона характерно отсутствие шума («пятнистый» шум). ЭДС шумов большинства стабилитронов составляет 0,001–1 мВ.

Иногда диоды (как и другие элементы) имеют скрытые механические дефекты и под влиянием вибрации (а также температуры) могут быть источниками постороннего шума в электрических цепях.

В бескорпусных полупроводниковых диодах (и транзисторах) наблюдается появление шумов или полное прекращение их работы при попадании света на кристалл (фотоэлектрический эффект), особенно солнечного (мощного) света.

7. ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНОВ ИЗ ТОНКОЛИСТОВЫХ МАТЕРИАЛОВ

Экраном в дальнейшем будем определять тонкую металлическую перегородку, разделяющую некоторые две области пространства. Экран предназначен для регулирования распространения электрических и магнитных полей от одной из этих областей в другую.

Экран можно использовать как для защиты некоторой схемы от внешних шумов, так и для экранирования источника шума, т.е. для предотвращения распространения шумов за границы некоторого пространства (рисунок 7.1). Экранировать можно схемы, радиокomпоненты, кабели и системы (каждый из этих элементов может быть источником шумов, приемником шумов или тем и другим вместе).

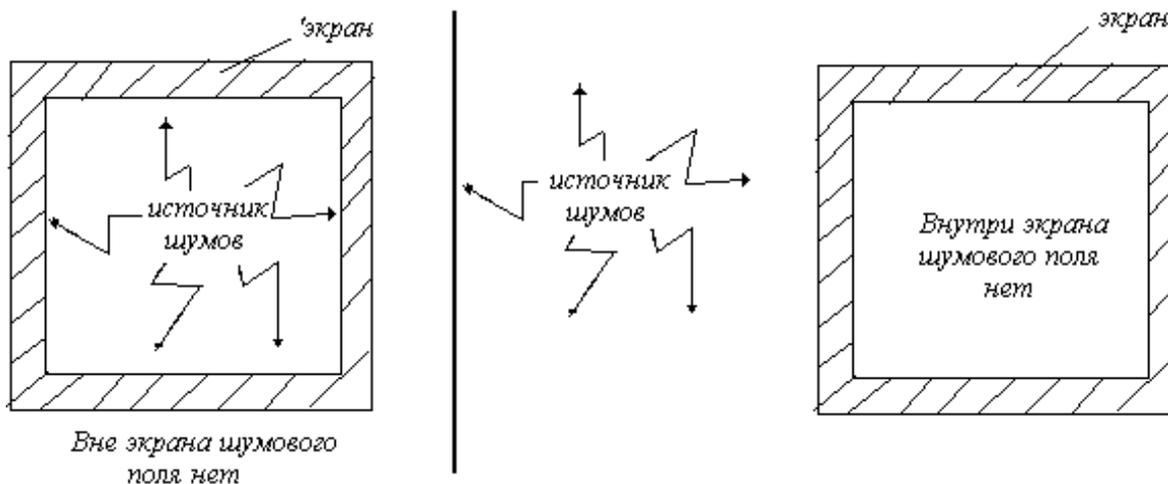


Рисунок 7.1. – Представление экрана и пространства

7.1. Ближние и дальние поля

Характеристики электромагнитного поля определяются источником, окружающей средой и расстоянием от источника до точки наблюдения.

Вблизи источника характер поля в основном определяется свойствами самого источника. Вдали от источника – главным образом параметрами среды, в которой оно распространяется. Учитывая эти факторы, пространство, окружающее источник, можно разделить на области (рисунок 7.2):

1. На расстоянии от источника, значительно превышающем $\frac{\lambda}{2} \cdot \pi$ (1/6 длины волны), располагается дальнее поле, или поле излучения.

2. На расстоянии от источника, меньшем $\lambda/2 \cdot \pi$, располагается ближнее поле, или поле индукции.

3. На расстоянии от источника около $\lambda/2 \cdot \pi$ будет переходная зона между ближним и дальним полем.

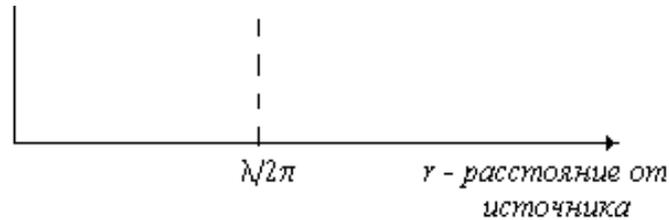


Рисунок 7.2. – Разделение пространства на области

В электродинамике для характеристики поля и среды, в которой оно распространяется, применяют отношение напряженностей электрического (E) и магнитного (H) полей. Это отношение имеет размерность сопротивления и называется волновым сопротивлением. В дальнем поле это отношение сохраняется постоянным (в изотропной среде) и равно полному характеристическому сопротивлению среды (для воздуха и вакуума $Z_0 = \frac{E}{H} = 120\pi \approx 377 \text{ Ом}$). В ближнем поле это отношение определяется преимущественно параметрами источника и расстоянием от него до рассматриваемой точки.

Если в источнике генерируется большой ток при малом напряжении ($\frac{E}{H} < 377 \text{ Ом}$), то ближнее поле в основном содержит магнитную компоненту (катушка индуктивности, рамочная антенна). Если в источнике генерируется высокое напряжение при малом токе ($\frac{E}{H} > 377 \text{ Ом}$), то в ближнем поле будет преобладать электрическая составляющая (штыревая антенна).

По мере увеличения расстояния от источника интенсивность электрического поля падает, т.к. оно создает дополняющую его магнитную компоненту. В ближнем поле наиболее мощная электрическая составляющая (от источника высокого напряжения и малого тока) затухает со скоростью $\frac{1}{r^3}$, магнитная – со скоростью $\frac{1}{r^2}$. Таким образом, при удалении от генератора электрического поля волновое сопротивление падает, асимптотически приближаясь к полному волновому сопротивлению среды.

Для поля, в котором преобладает магнитная компонента (например, поле петлевой антенны), полное волновое сопротивление вблизи антенны мало. С увеличением расстояния наиболее мощная магнитная компонента затухает со скоростью $\frac{1}{r^3}$, электрическая – со скоростью $\frac{1}{r^2}$, поэтому полное волновое сопротивление здесь увеличивается и в дальнейшем поле также становится равным характеристическому сопротивлению свободного пространства.

В дальнем поле как электрическая, так и магнитная компонента затухают со скоростью $\frac{1}{r}$, т.е. $(EH \sim \frac{1}{r^2})$.

Пример

1. Частота 1 МГц. Все наводки внутри электронной системы можно причислить по свойствам к условиям ближнего поля, поскольку его длина достигает 45 м (если среда – воздух).

2. Частота 30 кГц. Рассуждения аналогичны, но ближнее поле будет простирается до 1,5 км от источника.

Отсюда можно сделать вывод, что проблемы шумов внутри любого оборудования следует рассматривать как проблемы ближнего поля, за исключением конкретного случая, относящегося к дальнему полю.

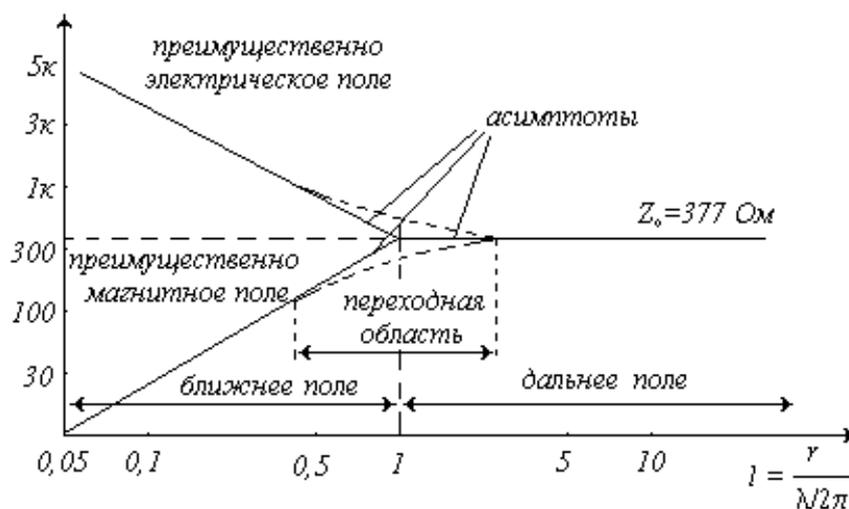


Рисунок 7.3. – Зависимость волнового сопротивления от расстояния от источника

В ближнем поле электрическое и магнитное поля следует рассматривать отдельно, т.к. их отношение напряженностей не является постоянным. В дальней зоне эти составляющие взаимодействуют, образуя плоскую волну

с волновым сопротивлением (377 Ом для воздуха и вакуума). Зависимость полного волнового сопротивления от расстояния до источника в случаях, когда излучаемое поле является преимущественно электрическим и преимущественно магнитным, показана на рисунке 7.3.

7.2. Эффективность экранирования

Для количественной оценки экранирования применяют такое понятие, как эффективность экранирования. Эффективность экранирования можно определить двумя способами. Один из них базируется на соотношениях теории цепей, другой – на соотношениях теории поля. При подходе с позиций теории цепей рассматриваются поля помех, наводящие токи в экранах. Эти токи создают дополнительные поля, стремящиеся нейтрализовать первоначальные поля в некоторых областях пространства (рисунок 7.4).

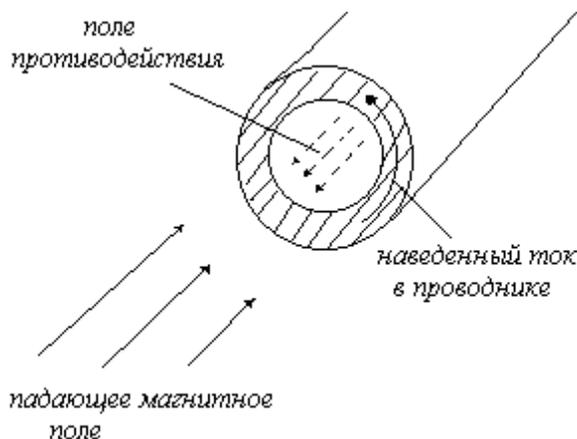


Рисунок 7.4. – Компенсация падающего поля полем противодействия

В большинстве случаев придется пользоваться более фундаментальным подходом, основанным на теории поля.

Оба подхода по результату анализа эквивалентны, но путь анализа, в зависимости от решаемой задачи, может быть проще при использовании первого подхода, чем второго, либо наоборот.

Эффективность экранирования можно определить как создаваемое экраном уменьшение напряженностей магнитного и (или) электрического полей.

Обычно коэффициенты эффективности экранирования выражают в децибелах (дБ). Это позволяет суммировать коэффициенты экранирования для различных эффектов и экранов, ослабляющих поля, для получения величины общего коэффициента экранирования.

Эффективность экранирования определяется исходя из формул:

$$- \text{ электрического поля } K_{\text{Э}} = 20 \lg \frac{E_0}{E_1} \text{ [дБ];}$$

$$- \text{ магнитного поля } K_{\text{Э}} = 20 \lg \frac{H_0}{H_1} \text{ [дБ],}$$

где E_0 и H_0 – напряженность падающей волны;

E_1 и H_1 – напряженность волны непосредственно на выходе экрана.

Эффективность экранирования зависит от следующих факторов: частоты, конфигурации экрана, положения внутри него точки, в которой проводится измерение, вида ослабляемого поля, его направления распространения и поляризации.

Рассмотрим эффективность экранирования, обеспечиваемую плоским листом проводящего материала. На этой простейшей конфигурации можно определить общие концепции экранирования и выявить характеристики материала, от которых зависит эффективность экранирования. При этом не будем рассматривать эффекты, определяемые геометрией экрана. Результаты вычислений для плоского листа полезны для оценки экранирующей способности различных материалов.

Для электромагнитной волны, падающей на проводящую поверхность, существует два вида потерь. Волна частично отражается от поверхности, а преломленная (неотраженная) волна ослабляется в среде экрана за счет потерь. Потери на поглощение одинаковы для ближнего и дальнего электрического и магнитного полей. Потери на отражение зависят от вида поля (ближнего и дальнего) и полного волнового сопротивления среды.

Общая эффективность экранирования материала равна сумме потерь на поглощение ($K_{\text{ПОГЛ}}$), потерь на отражение ($K_{\text{ОТР}}$) и корректирующего коэффициента ($K_{\text{М.ОТР}}$), учитывающего многократное отражение в тонких экранах. Общая эффективность экранирования

$$K_{\text{Э(дБ)}} = K_{\text{ПОГЛ(дБ)}} + K_{\text{ОТР(дБ)}} + K_{\text{М.ОТР(дБ)}}.$$

При потерях на поглощение $K_{\text{ПОГЛ}}$ больше 10 дБ, поэтому коэффициент $K_{\text{М.ОТР}}$ можно не учитывать. Коэффициент $K_{\text{М.ОТР}}$ практически не учитывается при определении экранирования электрических полей и плоских волн.

7.3. Полное электрическое и волновое сопротивление

Для определения приведем некоторые константы:

– магнитная проницаемость μ_a

(для вакуума и воздуха $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м);

– диэлектрическая проницаемость ϵ_a

(для вакуума и воздуха $\epsilon_a = \epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ Ф/м);

– удельная электрическая проводимость σ

(для меди $\sigma = 5,82 \cdot 10^7$ См/м).

Для любой электромагнитной волны полное волновое сопротивление

$$Z_W = \frac{E}{H}.$$

Полное характеристическое сопротивление среды $Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega \cdot \mu_a}{\sigma + j\omega \cdot \epsilon_a}}$.

В среде, имеющей некоторую проводимость и диэлектрическую проницаемость (типа полупроводника), коэффициент распространения волны становится комплексной величиной $P = (1 + j)\sqrt{\frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu_a}{2}}$. Комплексным

становится и характеристическое сопротивление среды как отношение $\frac{E}{H}$.

В дальней зоне, где волна плоская, полное волновое сопротивление среды Z_W равно характеристическому сопротивлению среды Z_0 .

В вакууме Z_0 равно 377 Ом (120π Ом). В случае если волна распространяется в хорошей диэлектрике (воздух, вакуум, фторопласт), то

$$\sigma \ll j\omega \cdot \epsilon_a$$

и выражение для характеристического сопротивления

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}}.$$

В случае проводников ($\sigma \gg j\omega \cdot \epsilon_a$) полное характеристическое сопротивление применительно к нашим потребностям будем называть полным сопротивлением экрана:

$$Z_{\vartheta} = \sqrt{\frac{j\omega \cdot \mu_a}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_a}{\sigma}} e^{j\frac{\pi}{2}} = e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_a}{\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+j) \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_a}{\sigma}},$$

$$Z_{\vartheta} = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} (1+j),$$

$$|Z_{\vartheta}| = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\sigma}}.$$

Эта формула дает:

- для меди $|Z_{\vartheta}| = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{f}$;
- для алюминия $|Z_{\vartheta}| = 4,71 \cdot 10^{-7} \sqrt{f}$;
- для стали $|Z_{\vartheta}| = 3,68 \cdot 10^{-5} \sqrt{f}$.

В общем случае для любого проводника

$$|Z_{\vartheta}| = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_{\text{отн}}}{\sigma_{\text{отн}}}} f,$$

где $\mu_{\text{отн}}$ – относительная магнитная проницаемость проводника;

$\sigma_{\text{отн}} = \frac{\sigma}{\sigma_{\text{меди}}}$ – относительная проводимость проводника (относи-

тельно меди);

f – частота, Гц.

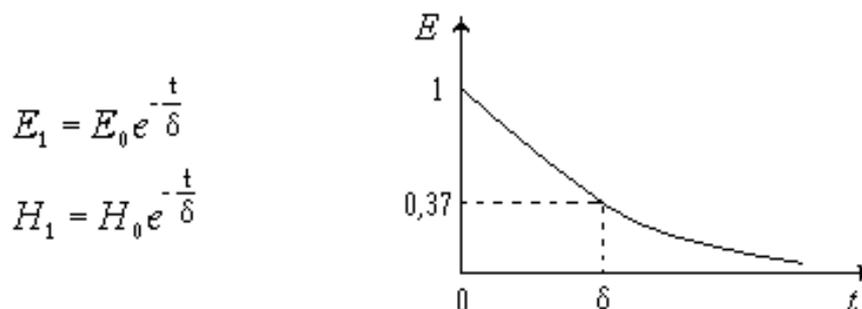
Относительные удельные проводимости и магнитные проницаемости некоторых материалов рассмотрены в таблице 7.1.

Таблица 7.1. – Характеристики металлов

Материал	Относительная удельная проводимость	Относительная магнитная проницаемость
Серебро	1,05	1
Медь отожженная	1	1
Золото	0,70	1
Алюминий	0,61	1
Латунь	0,26	1
Никель	0,20	1
Олово	0,15	1
Сталь	0,10	1000
Свинец	0,08	1
Нержавеющая сталь	0,02	500

7.4. Потери на поглощение

При распространении плоской электромагнитной волны в проводящей среде ее амплитуда уменьшается благодаря нагреву вещества из-за омических потерь мощности через токи, индуцируемые в среде (рисунок 7.5).



E_1 и H_1 – напряженность волны на расстоянии t
от поверхности среды

Рисунок 7.5. – К определению величины скин-слоя

Глубина скин-слоя, т.е. расстояние от поверхности среды, которое волна проходит до того, как амплитуда будет ослаблена в e раз (останется только 37% от первоначального значения амплитуды) (таблица 7.2.).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_a \cdot \sigma}} [\text{м}], \quad \delta = \frac{66}{\sqrt{f \cdot \mu_{\text{отн}} \cdot \sigma_{\text{отн}}}} [\text{мм}].$$

Таблица 7.2. – Глубина скин-слоя у некоторых материалов:

Частота	Глубина скин-слоя, мм		
	медь	алюминий	сталь
50 Гц	9,33	11,95	0,93
100 Гц	6,6	8,5	0,66
1 кГц	2,1	2,7	0,203
10 кГц	0,66	0,84	0,076
1 МГц	0,076	0,076	0,0076
10 МГц	0,02	0,025	0,002

Потери на поглощение в экране

$$K_{\text{ПОГЛ}} = 20 \lg \frac{E_0}{E_1} = 20 \lg \frac{1}{e^{-\frac{t}{\delta}}} = 20 \frac{t}{\delta} \lg e [\text{дБ}].$$

Потери на поглощение в экране, имеющем толщину скин-слоя, составляют 8,69 дБ (или 1 Нп – непер). Увеличение толщины экрана вдвое (втрое) увеличивает потери на поглощение вдвое (втрое), выраженные в децибелах (неперах).

Подставив числовые значения в выражение для глубины скин-слоя, выражая толщину в миллиметрах, имеем:

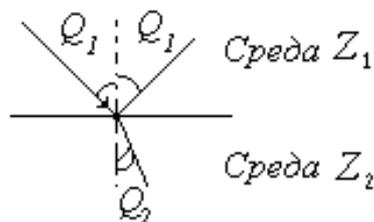
$$K_{\text{ПОГЛ}} = 0,131t\sqrt{f\mu_{\text{отн}}\sigma_{\text{отн}}} \text{ [дБ]} .$$

Расчет по этой формуле показывает, что лист меди толщиной 0,5 мм на частоте 1 МГц дает потери на поглощение около 66 дБ, но на частоте ниже 1 кГц практически не ослабляет волну. На низких частотах лучше использовать сталь. Однако даже при использовании стали потери на поглощение на частотах ниже 1 кГц будут заметны лишь при толстых листах. При экранировании, кроме потерь на поглощение, необходимо учитывать потери на отражение.

7.5. Потери на отражение

Потери на отражение на границе раздела двух сред обусловлены различными значениями полных характеристических сопротивлений этих сред. Вообще говоря, потери на отражение зависят и от угла падения волны на границу раздела двух сред, т.е. количественно потери на отражение в общем случае могут быть выражены через коэффициенты, выражаемые формулами Френеля:

1) для перпендикулярно поляризованной волны, прошедшей из среды Z_1 в Z_2 (рисунок 7.6);



$$\rho_{21}^- = \frac{E_2^-}{E_0^+} = \frac{2Z_2 \cos Q_1}{Z_2 \cos Q_2 + Z_1 \cos Q_1}$$

Рисунок 7.6. – Связь углов падения и отражения с коэффициентом прохождения

2) для параллельно поляризованной волны, прошедшей из среды Z_1 в среду Z_2 :

$$\rho_{21}^- = \frac{E_2^-}{E_0^+} = \frac{2Z_2 \cos Q_1}{Z_2 \cos Q_2 + Z_1 \cos Q_1};$$

3) для параллельной поляризации существует угол Брюстера, или поляризационный угол, $Q_1 + Q_2 = 90^\circ$.

Упрощая задачу тем, что можно ограничиться рассмотрением частного случая нормального падения волны на границу раздела сред и тем самым оценивать качественно экранирующие свойства экрана и при других углах падения, видим, что коэффициент преломления независимо от поляризации имеет одно и то же значение ($Q_1 = 0$):

$$\rho_{21} = \frac{E_2}{E_0} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}.$$

Или, выражая все через напряженности поля, получим:

$$E_2 = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E_0 \text{ — для электрического поля,}$$

$$H_2 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_0 \text{ — для магнитного поля,}$$

где E_0 и H_0 — напряженности падающей волны;

E_1 и H_1 — напряженности преломленной волны.

Любой реальный экран имеет конечную толщину, т.е. отражения будут и от другой границы раздела сред (рисунок 7.7).

Если экран имеет толщину значительно больше скин-слоя, то многократным отражением волны можно пренебречь (в этом случае волна в экране сильно ослабляется) и потери на отражение толстого экрана можно выразить, подставив E_2 в выражение для $E_{\text{ПР}}$ и $H_{\text{ПР}}$:

$$E_{\text{ПР}} = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} E_0, \quad H_{\text{ПР}} = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0.$$

Здесь можно заметить, что E и H поля отражаются от первой и второй границы по-разному, хотя суммарный эффект после прохождения обеих границ раздела одинаковый как для E -поля, так и для H -поля (здесь также имеется в виду «толстый» экран). Итог сходен для E и H полей, но процессы, которые к этому приводят, различны.

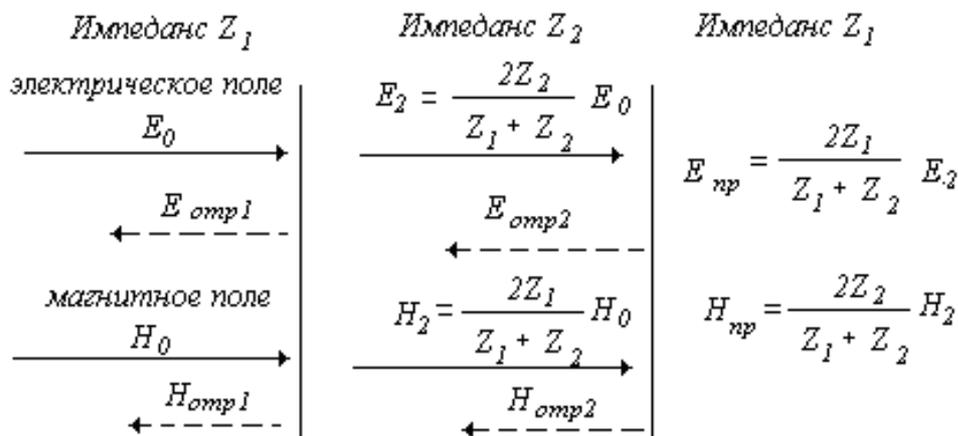


Рисунок 7.7. – Схематичное представление прохождения волны через экран:

$$E_{\text{ПР}} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} E_2, \quad H_{\text{ПР}} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} H_2 \text{ – прошедшая волна}$$

Различия:

1. Если экран изготовлен из металла и окружает область изолятора, например, воздуха, то $Z_1 \gg Z_2$. В этих условиях наибольшее отражение (наименьшая напряженность пропущенной волны) наблюдается для электрических полей при входе в экран (на первой границе). Значит, что даже тонкие экраны обеспечивают большие потери на отражение электрического поля.

2. Отражение магнитных полей в случае металлического экрана в среде изолятора происходит от второй границы и в этом случае имеет место многократное отражение внутри экрана, что уменьшает эффективность экранирования.

При выполнении условия $Z_1 \gg Z_2$ для $E_{\text{ПР}}$ и $H_{\text{ПР}}$ уравнения можно упростить:

$$E_{\text{ПР}} = \frac{4Z_2}{Z_1}, \quad H_{\text{ПР}} = \frac{4Z_2}{Z_1}.$$

Если первая среда – вакуум или воздух, то потери на отражение для электрического или магнитного поля можно рассчитать по формуле

$$K_{\text{ОТР}} = 20 \lg \frac{|Z_W|}{4|Z_{\text{Э}}|} [\text{дБ}],$$

где Z_W – волновое сопротивление среды;

$Z_{\text{Э}}$ – волновое сопротивление экрана.

Эти соотношения для волн, падающих нормально на границу раздела. Если волна падает под углом, то коэффициент отражения увеличивается

с увеличением угла падения. Эти же уравнения справедливы и для искривленной поверхности, когда радиус ее кривизны намного больше глубины скин-слоя. Для плоских волн в воздухе или вакууме при падении на экран, учитывая $Z_W = 120\pi$ Ом (дальняя зона), получаем

$$K_{\text{отр}} = 20 \lg \frac{94,25}{|Z_{\text{э}}|} \text{ [дБ]}, \text{ или } K_{\text{отр(дБ)}} = 168 - 10 \lg \left(\frac{\mu f}{\sigma_{\text{отн}}} \right).$$

Чем меньше характеристическое сопротивление экрана, тем больше потери на отражение. Характеристическое сопротивление экрана будет минимальным при высокой электрической проводимости и малой магнитной проницаемости (рисунок 7.8).

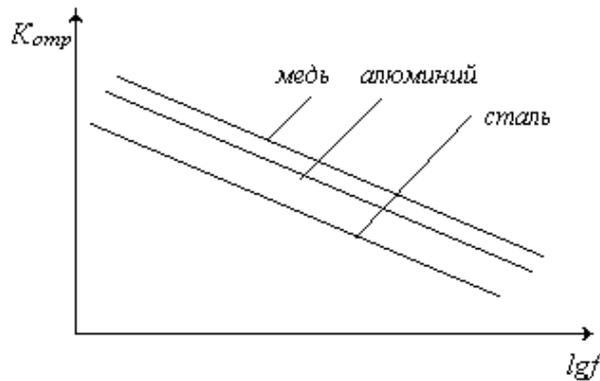


Рисунок 7.8. – Зависимость коэффициента отражения от частоты

Суммарные потери на отражение и поглощение плоских волн представлены на рисунке 7.9.

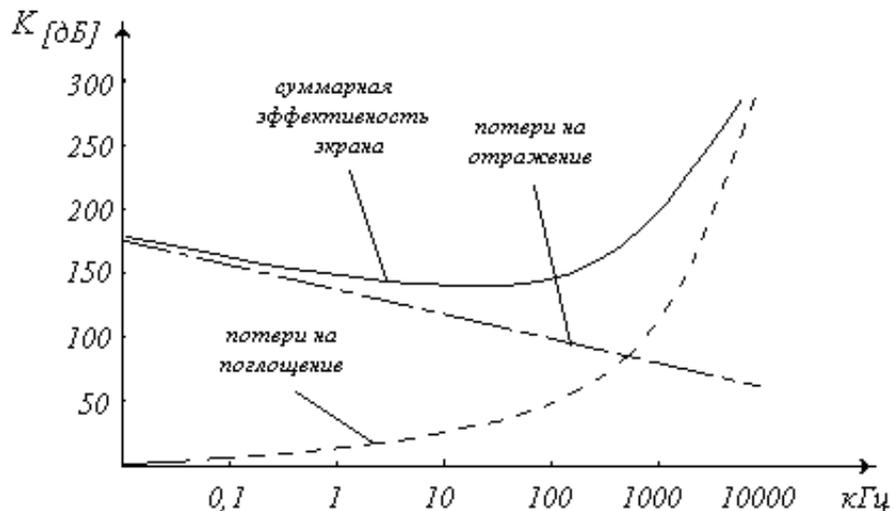


Рисунок 7.9. – Суммарные потери на отражение и поглощение

Ранее записывали:

$$K_{\Sigma(\text{дБ})} = K_{\text{ПОГЛ}(\text{дБ})} + K_{\text{ОТР}(\text{дБ})} + K_{\text{М.ОТР}(\text{дБ})}.$$

Для плоских волн в случае металлического экрана в воздухе коэффициент многократного отражения обычно пренебрегают, т.к. потери на отражение довольно велики и этот коэффициент сравнительно мал.

Пример

Если потери на поглощение 1 дБ, то коэффициент многократного отражения составляет около 11 дБ. Если же потери на поглощение 4 дБ, то потери (вклад) многократных отражений составляет около 2 дБ.

График суммарной эффективности с повышением частоты идет вниз (эффективность падает). Это обусловлено ростом характеристического сопротивления экрана с ростом частоты и потери на отражение (основные на низких частотах) уменьшаются, поэтому с увеличением частоты в суммарные потери в основном определяются поглощением в экране (уменьшается глубина скин-слоя при постоянной толщине экрана). Имеется на некоторой частоте минимум (единицы и десятки килогерц).

Для низкочастотных плоских волн основные потери приходятся на отражение, а на высоких частотах потери обусловлены в основном поглощением в толще экрана.

7.5.1. Потери на отражение в ближнем поле

Проблемы внутриблочного экранирования (даже и внутрисистемного) – проблемы экранирования в ближнем поле.

В ближнем поле соотношение между электрической и магнитной составляющими поля уже не зависит от характеристического сопротивления среды, а определяется в основном параметрами источника шумов (антенны или другого источника).

Если источник высоковольтный и слаботочный, то волновое сопротивление в ближнем поле будет больше 120π Ом, т.е. шумовое поле будет электрическим. Для низковольтного и сильноточного источника волновое сопротивление ближнего поля будет меньше 120π Ом, поле будет низкоомным или магнитным.

Поскольку потери на отражение есть функция волнового сопротивления ($K_{\text{ОТР}} = 20 \lg \frac{|Z_W|}{4|Z_{\Sigma}|}$ [дБ]), то эти потери будут зависеть от вида поля. Потери на отражение высоковольтного поля будут выше, чем для плоской волны, и потери на отражение магнитного поля – меньше, чем для плоской волны.

7.5.1.1. Потери на отражение электрического поля в ближней зоне

Волновое сопротивление поля, создаваемого точечным источником электрического поля при $r < \frac{\lambda}{2\pi}$, можно аппроксимировать:

$$|Z_W|_{\text{эл}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot \epsilon_a \cdot r},$$

где r – расстояние от источника, м;

f – частота, Гц;

ϵ_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды.

Отсюда потери на отражение электрического поля:

$$K_{\text{отр.эл}} = 20 \lg \frac{1}{8\pi \epsilon_a r |Z_{\text{э}}|} [\text{дБ}],$$

или для воздуха ($\epsilon_a = \epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$):

$$K_{\text{отр.эл}} = 20 \lg \frac{4,5 \cdot 10^9}{fr |Z_{\text{э}}|} [\text{дБ}].$$

Замечание. Источники электрического поля, как правило, генерируют и небольшое магнитное поле, поэтому $K_{\text{отр}}$ будет чуть меньше, чем вычисленный по приведенным формулам, т.е. будет иметь значение где-то между значениями по вышеприведенным формулам и значениями для плоской волны. На практике удобнее использовать формулу коэффициента отражения для плоской волны

$$K_{\text{отр.эл}} = 20 \lg \frac{94,25}{|Z_{\text{э}}|} [\text{дБ}].$$

Потери электрического поля в ближней зоне будут состоять из потерь поглощения и отражения. Корректирующим множителем многократного отражения пренебрегают (в случае электрического поля), т.к. потери на отражение велики.

Для электрического поля основным механизмом экранирования является уменьшение потерь на отражение.

7.5.1.2. Потери на отражение магнитного поля в ближней зоне

Волновое сопротивление поля точечного источника магнитного поля

в ближнем поле можно аппроксимировать (при $r < \frac{\lambda}{2\pi}$):

$$|Z_W|_M = 2\pi \cdot f \cdot \mu_a \cdot r,$$

где r – расстояние от источника, м;

f – частота, Гц;

$\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м (для воздуха).

Тогда потери на отражение можно вычислить по формулам:

$$K_{\text{отр.м}} = 20 \lg \frac{2\pi \cdot f \cdot \mu_a \cdot r}{4|Z_{\text{э}}|} [\text{дБ}] \quad \text{или} \quad K_{\text{отр.м}} = 20 \lg \frac{1,97 \cdot 10^{-6} fr}{|Z_{\text{э}}|} [\text{дБ}].$$

Подставив $Z_{\text{э}} = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_{\text{отн}}}{\sigma_{\text{отн}}}} f$, имеем

$$K_{\text{отр.м}} = 14,6 + 10 \lg \frac{fr^2 \sigma_{\text{отн}}}{\mu_{\text{отн}}} [\text{дБ}]. \quad (7.1)$$

Иногда расчет по формуле (7.1) дает отрицательное значение из-за того, что $Z_1 \gg Z_2$ не выполняется, в этом случае можно принять $K_{\text{отр.м.}} = 0$ (Z_1 – среда ближнего поля, а $Z_2 = Z_{\text{э}}$).

Реальный источник магнитного поля создает и электрическую (небольшую, естественно) составляющую, поэтому реальный эффект экранирования будет больше, чем определенный по последней формуле. Для гарантированного получения экранирования следует пользоваться формулой (7.1).

Если расстояние r неизвестно, то потери на отражение магнитной составляющей в ближнем поле на низких частотах можно считать равным нулю.

7.5.2. Многократное отражение поля в тонких экранах

Многократное отражение поля в тонких экранах рассматривается только для магнитной компоненты поля, т.к. электрическое поле сильно ослабляется за счет первого отражения и дополнительно в толще проводника (скин-эффект). Толщина экрана в этом случае играет второстепенную роль. Если толщина экрана невелика (ослабление магнитного поля мало за счет скин-эффекта, а его потери на отражение, как известно, малы), то волна отражается внутрь экрана сначала от второй границы, затем от первой

внутри экрана, потом снова от второй и т.д. При каждом отражении волна частично проходит в то или иное полупространство.

В случае толстого экрана (рисунок 7.10) этими отражениями можно пренебречь, учитывая поглощение в e раз на толщине скин-слоя (когда волна достигнет границы второй раз, ее интенсивность резко упадет, т.к. она пройдет экран как минимум три раза).

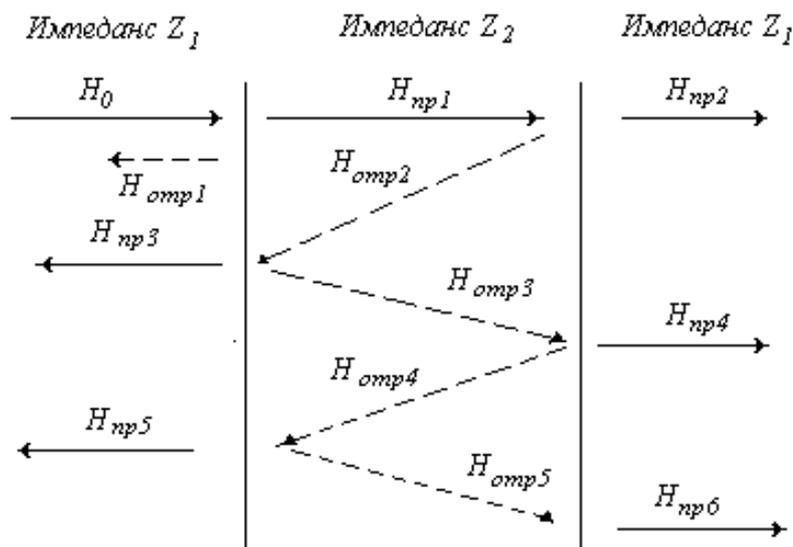


Рисунок 7.10. – Схематичное представление прохождения магнитного поля через экран

При тонком экране магнитное поле внутри него фактически будет равно удвоенному значению напряженности падающей волны. Через первую границу волна проходит практически без ослабления, от второй большая ее часть отражается (плюс еще отраженные волны). Поскольку толщина маленькая (экран тонкий), то волна складывается практически в фазе. Таким большим значением магнитного поля внутри экрана пренебрегать нельзя, поэтому при расчетах вводится корректирующий коэффициент многократного отражения

$$K_{\text{М.ОТР}} = 20 \lg \left(1 - e^{-\frac{2t}{\delta}} \right) [\text{дБ}],$$

где t – толщина экрана;

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_a \cdot \sigma}} \text{ – глубина скин-слоя в данном материале.}$$

Замечание: $K_{\text{М.ОТР}}$ [дБ] имеет отрицательные значения, что указывает на уменьшение эффективности экранирования тонкого экрана вследствие многократного отражения.

7.6. Суммарные потери в экране для магнитного поля

Потери на поглощение составляют $K_{\text{ПОГЛ}} = 20 \frac{t}{\delta} \lg e$ и потери на отражение $K_{\text{М. ОТР.}} = 14,6 + 10 \lg \frac{fr^2 \cdot \sigma_{\text{отн}}}{\mu}$. Если экран толстый, т.е. $K_{\text{ПОГЛ}} > 10$ дБ, то коэффициентом многократного отражения $K_{\text{М. ОТР.}}$ пренебрегают. В ближнем поле потери на отражение магнитного поля очень малы. Основные потери магнитных полей низкой частоты составляют потери на поглощение. Экранирование низкочастотных магнитных полей – задача очень трудная.

Дополнительную защиту от низкочастотных и статических магнитных полей можно обеспечить только созданием магнитного шунта с низким значением магнитного сопротивления для отвода поля от защищаемой схемы (рисунок 7.11).

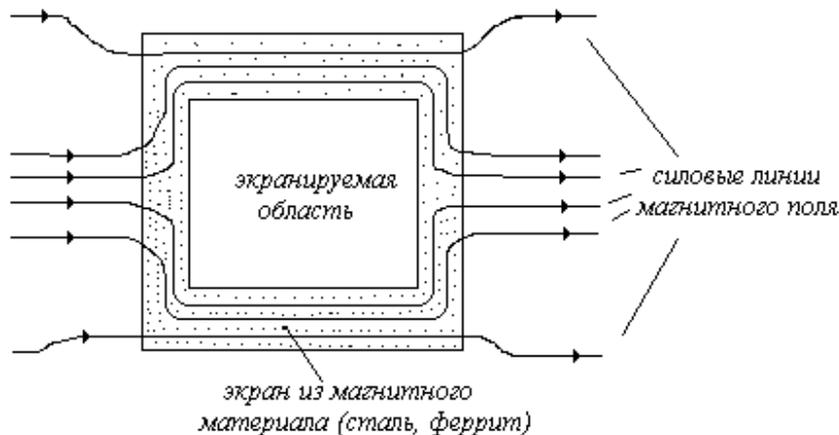


Рисунок 7.11. – Схематическая картина действия магнитного шунта

При повышении частоты любая изотропная среда, в т.ч. и материал экрана, все более приближается по свойствам к диэлектрику, т.к. отношение токов проводимости к токам смещения имеет зависимость

$$n = \frac{\left| \frac{dD}{dt} \right|}{\left| j\omega \epsilon \epsilon_0 E_m \right|} = \frac{\left| \sigma E_m \right|}{\left| j\omega \epsilon \epsilon_0 E_m \right|} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon \epsilon_0}.$$

Поэтому на сверхвысоких частотах иногда лучше и дешевле экранировать диэлектрическим материалом, а не проводником. Кроме этого, на экранировку может оказывать влияние угол Брюстера для параллельной поляризации.

7.7. Магнитный материал как экран

Если в качестве экрана вместо проводника с высокой проводимостью применить ферромагнитный материал, то это приведет к росту μ_a и уменьшению $\sigma_{\text{отн}}$ (сталь). Тогда получим следующие результаты:

1. Потери на поглощение $K_{\text{ПОГЛ}} = 0,131t\sqrt{f\mu\sigma_{\text{отн}}}$ [дБ] возрастут, т.к. у большинства магнитных материалов (электротехническая сталь, пермаллой, карбонильное железо) μ_a увеличивается в большей степени, чем уменьшается $\sigma_{\text{отн}}$.

2. Потери на отражение плоских волн уменьшатся из-за увеличения сопротивления экрана $Z_{\text{Э}} K_{\text{ОТР}} = 168 - 10\lg\left(\frac{\mu f}{\sigma_{\text{отн}}}\right)$.

Потери в экране равны сумме потерь на отражение и поглощение.

Для магнитных полей низкой частоты потери на отражение очень малы и эффект экранирования обусловлен потерями на поглощение. В этих условиях для увеличения потерь на поглощение целесообразно использовать магнитный материал.

Для низкочастотного электрического поля и низкочастотных плоских волн экранирование обусловлено в основном отражением. В этом случае применение экрана из магнитного материала неэффективно.

При выполнении экрана из магнитного материала необходимо учитывать часто упускаемые из вида следующие моменты:

- а) уменьшение эффективной магнитной проницаемости при увеличении частоты;
- б) зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля;
- в) возможность изменения магнитных свойств материалов с высокой магнитной проницаемостью μ при механической обработке.

У большинства ферромагнитных материалов по сравнению со статическим значением μ начинает уменьшаться от частоты 1 кГц и выше. Поэтому материалы с высокой магнитной проницаемостью μ лучше подходят для экранов на частотах до 10 кГц.

Эффективность экранов из магнитных материалов зависит от напряженности магнитного поля H (рисунок 7.12).

Максимум μ и, следовательно, потери на поглощение имеют место при среднем значении напряженности магнитного поля H . При меньших и больших H эффективность экранирования снижается. При больших напряженностях магнитного поля уменьшение μ обусловлено насыщением, которое зависит от вида материала, а также его сечения. При глубоком

насыщении μ резко падает. Чем выше значение μ , тем быстрее (при меньших H) наступает насыщение материала.

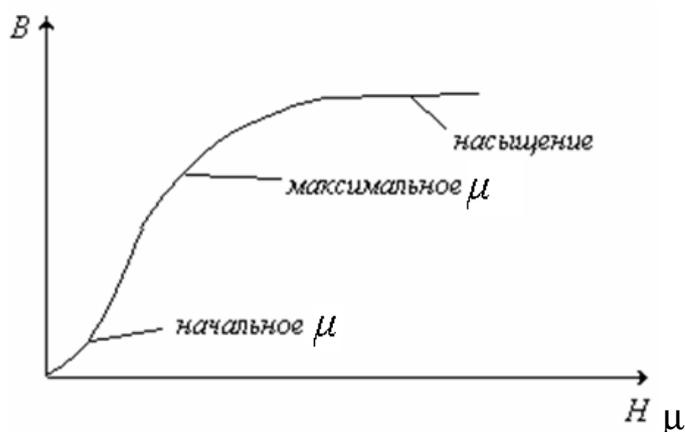


Рисунок 7.12. – Зависимость индукции магнитного поля от напряженности

$$\text{Статическая магнитная проницаемость } \mu = \frac{B}{H}.$$

На магнитные материалы обычно указываются значения μ при какой-то оптимальной частоте и напряженности магнитного поля. Если брать только их, не учитывая частотной зависимости и нелинейности, можно прийти в заблуждение. Для исключения насыщения (если необходимо) можно использовать многослойные экраны. Первый экран, обычно с невысоким μ , имеет высокий уровень насыщения, а второй (с высоким μ ; основное экранирование) – низкий. Первый (внешний) экран ослабляет поле до «безопасных» для второго экрана значений напряженности поля, которые не вызывают насыщения. Такие экраны можно делать, применяя в качестве внешнего экрана проводящий материал, например, медь, которая уменьшает в некоторой степени магнитные поля. Материал с высоким уровнем насыщения используют в качестве внешнего экрана. В некоторых случаях двух экранов бывает недостаточно, тогда делают три-четыре. Еще одно преимущество многослойных экранов – большое количество отражающих поверхностей, которые также увеличивают потери на отражение.

Механическая обработка магнитных материалов с высоким μ может изменить их магнитные свойства. Это может произойти даже при падении устройства или ударе. Для восстановления свойств эти материалы необходимо соответствующим образом отжечь (пермаллой, карбонильное железо и т.п.).

Практика показывает, что на низких частотах магнитный материал (сталь, пермаллой) лучше экранирует магнитные поля, чем хороший проводник, однако на высоких частотах (более 100 кГц) это свойство показывают материалы с высокой проводимостью (медь, алюминий, серебро).

Эффективность сплошных экранов из проводящего материала при экранировании магнитного поля возрастает с увеличением частоты, а из ферромагнитного материала – уменьшается.

Эффективность несплошных экранов может уменьшаться с увеличением частоты из-за увеличения утечек через отверстия и стыки.

8. СТЫКИ И ОТВЕРСТИЯ

Все ранее приведенные рассуждения велись в предположении сплошного экрана без стыков и отверстий. Ранее было показано, что, исключая низкочастотные магнитные поля, сплошным экраном можно легко добиться эффективности экранирования 90 дБ и более. Но экраны должны иметь крышки, дверцы, отверстия для ввода проводов и вентиляции и другие механические соединения.

С точки зрения практики при правильном выборе материала и конструкции экрана эффективность экранирования самого экрана представляет меньший интерес, чем утечки через швы, отверстия и соединения.

Разрывы в экранах влияют в большей мере на утечки магнитного поля, чем электрического, и методы минимизации магнитного поля обычно являются эффективными для уменьшения утечек электрического поля. Величина утечек зависит от трех факторов:

- максимального линейного размера (а не площади) отверстия;
- волнового сопротивления;
- частоты источника шумового поля.

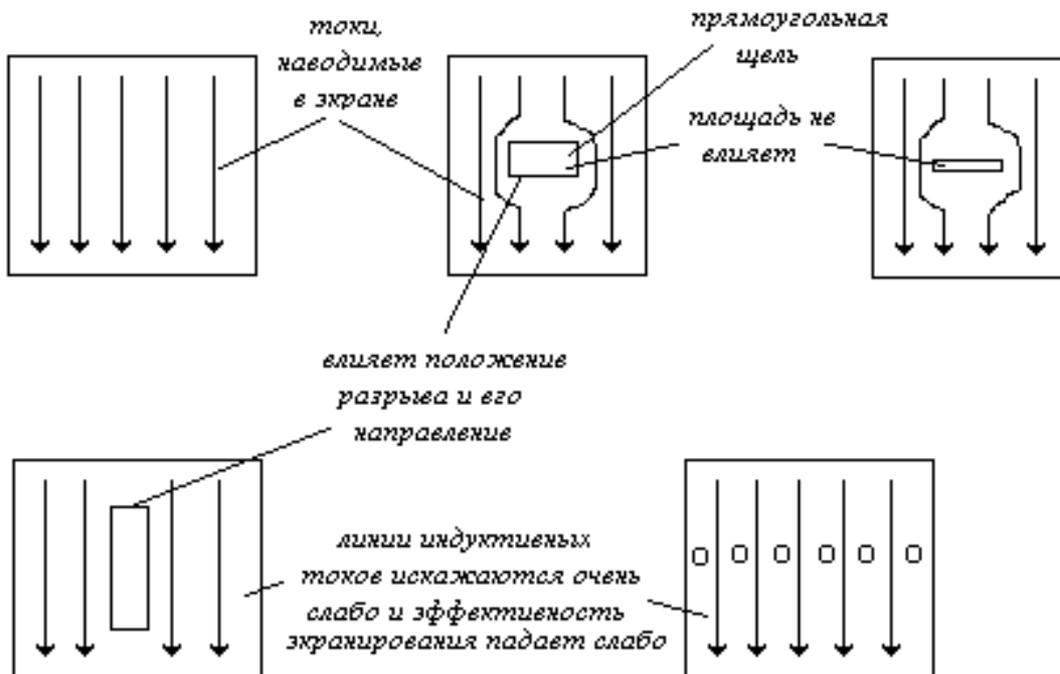


Рисунок 8.1. – Компенсация падающего поля индуцированными токами

Установлено, что максимальный размер разрыва экрана, а не его общая площадь определяет величину утечки. Это помогает объяснить рассмотрение процесса экранирования с точки зрения теории цепей.

В самом деле, поля шумов индуцируют в экране токи, которые возбуждают вторичные поля, компенсирующие первоначальные поля в некоторой области пространства. Для того чтобы это происходило, такие токи должны протекать без возмущений в направлении, заданном исходным полем. Если же в экране имеется разрыв, вынуждающий индуцированные токи отклоняться от первоначального пути, то они своим полем уже не могут полностью компенсировать исходное поле и эффективность экранирования падает (см. рисунок 8.1).

Большое число маленьких отверстий создает меньшую утечку, чем большое отверстие той же площадью.

8.1. Волновод ниже частоты среза

Для круглого волновода (рисунок 8.2, *а*) частота среза (частота среза для волны низшего типа H_{11}):

$$f_{кр} = \frac{c}{\lambda_{кр}} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,706d} = \frac{1,75 \cdot 10^{11}}{d} \text{ [Гц]},$$

где d [мм],

$$(\lambda_{кр.H_{11}} = 1,706d = 3,413r).$$

Для волновода прямоугольного сечения (рисунок 8.2, *б*) низшая частота среза для волны H_{10} : $\lambda_{кр} = 2l$, где l – наибольший размер прямоугольного волновода.

$$f_{крH_{10}} = \frac{1,5 \cdot 10^{11}}{l} \text{ [Гц]}, \text{ если } l \text{ [мм]}.$$

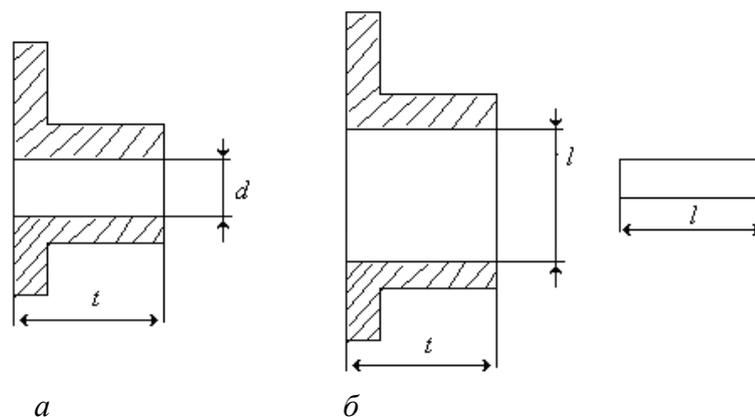


Рисунок 8.2. – Размеры круглых (*а*) и прямоугольных (*б*) отверстий, определяющих критические частоты и затухание

При рабочей частоте, намного меньшей частоты среза, эффективность экранирования магнитного поля выражается формулой:

– для круглого волновода

$$K_{\text{Э}} = 32 \frac{t}{d} [\text{дБ}];$$

– для волновода прямоугольного сечения

$$K_{\text{Э}} = 27,2 \frac{t}{l} [\text{дБ}],$$

где d и l – наибольший размер сечения отверстия;

t – длина волновода, т.е. отверстия в экране, рассматриваемого как волновод.

8.2. Круглые отверстия

Для обеспечения вентиляции обычно используют круглые отверстия. Примером служит квадратная рамка из круглых отверстий диаметром d , расстоянием между центрами c , общим размером l и толщиной t (рисунок 8.3).

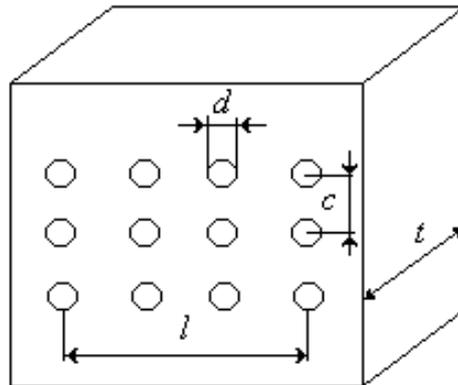


Рисунок 8.3. – К рассмотрению вентиляционной решетки

Для такой решетки эффективность экранирования магнитного поля

$$K_{\text{Э}} [\text{дБ}] = 201 \lg \frac{c^2 l}{d^3} + 32 \frac{t}{d} + 3,8. \quad (8.1)$$

Это уравнение справедливо при $d < \frac{\lambda}{2\pi}$.

Для прямоугольника с внешними размерами l_1 и l_2 общий размер рассчитывают по формуле $l = \sqrt{l_1 l_2}$. Первый член уравнения (8.1) – утечка через отверстия в проводящем экране нулевой толщины. Второй – ослабление в толщине экрана как в запердельном волноводе ниже частоты среза. Третий – 3,8 дБ (справочное).

8.3. Проводящие прокладки

Соединения в виде сплошного сварного и паяного швов – наиболее эффективны для экранирования. Клепочные и винтовые соединения менее желательны, но если есть уже заклепки и винты, то их следует располагать ближе друг к другу и нерегулярно (с неодинаковыми расстояниями), чтобы не образовались щелевые излучатели.

Всеми средствами необходимо сохранять электрическую непрерывность (проводимость) соединения, чтобы исключить образование щелевой антенны. Очень часто при этом используют проводящие прокладки для электрической герметичности. Они дают возможность регулировать утечки в диапазоне частот от долей килогерца до десятков гигагерц.

Наиболее распространены прокладки из плетеной проволоочной сетки (оплетки). Материал может быть любой – медь, луженые медные проволоки, железные проволоки, посеребренная латунь, алюминиевая проволока. При этом следует учитывать гальваническую совместимость материалов (рисунок 8.4).

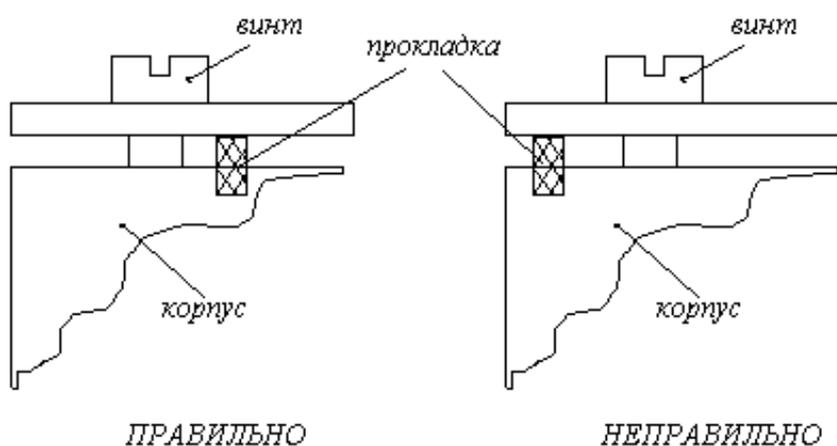


Рисунок 8.4. – Установка прокладки

Прокладку следует устанавливать в паз с внутренней стороны относительно винтов. Это предотвращает утечки через отверстия под винт. Чтобы стык обеспечивал хороший контакт, металл следует очищать от краски,

окислов и непроводящих пленок, одновременно металл должен быть защищен антикоррозийным покрытием, например, облужен. Не следует алюминий анодировать (пленка окисная Al_2O_3 является хорошим изолятором), лучше его хромировать.

Вентиляционные отверстия закрывают перфорированным проводящим листом или сеткой. Между всеми проводниками сетки должен быть обеспечен электрический контакт. По внешнему периметру сетки также должен быть обеспечен ее непрерывный контакт с кожухом или общим экраном.

Большие вырезы в панели под электроизмерительные приборы могут свести на нет все усилия по экранированию, если не применять специальных мер (с точки зрения экранирования внутри электроизмерительного прибора «пустота»). Чтобы избежать этого, на практике выполняют установку устройства, как показано на рисунке 8.5.

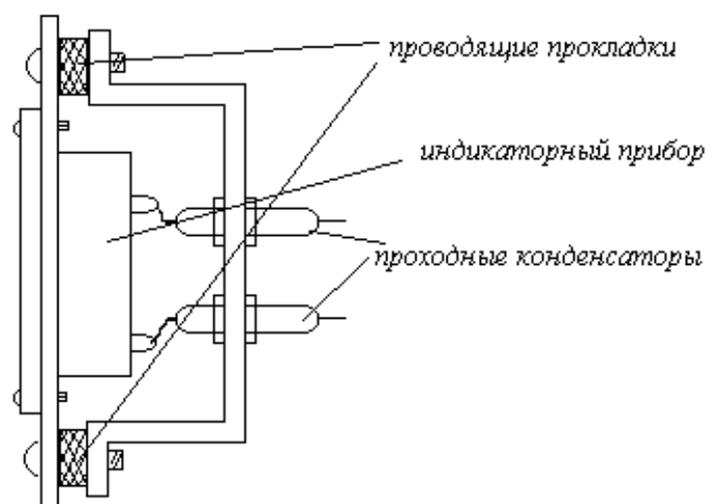


Рисунок 8.5. – Пример установки электроизмерительного прибора

9. ПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

9.1. Поглощающие материалы

Поглощающие материалы применяют для получения экранирования и его увеличения, а также для устройства безэховых помещений, нагрузок и др. Любой материал как среда характеризуется характеристическим сопротивлением

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega \cdot \mu \cdot \mu_0}{\sigma + j\omega \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}}$$

или при больших ω

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu \cdot \mu_0}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}}$$

С точки зрения экранирования и поглощения энергии эта характеристика среды и материала характеризует потери на отражение (с одной стороны), т.е. чем больше оно отличается от вакуума (воздуха), тем больше потерь на отражение. С другой, при решении уравнения Гельмгольца получаем продольный коэффициент распространения волны в среде:

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \mu_0 \cdot \left(\varepsilon \cdot \varepsilon_0 + \frac{\sigma_f}{j\omega} \right)},$$

где σ_f – проводимость среды на данной частоте.

Амплитуда поля в среде $A = A_0 e^{\gamma l}$ (l – путь в среде, пройденный волной).

Коэффициент γ можно представить как

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{\mu_a \left(\varepsilon_a - j \frac{\sigma_f}{\omega} \right)} = j\omega \cdot \sqrt{\mu_a (\varepsilon_a - j\varepsilon')} = j\omega \cdot (\beta + j\alpha), \quad (9.1)$$

где $\varepsilon' = \frac{\sigma_f}{\omega}$ – мнимая часть диэлектрической проницаемости.

Коэффициент затухания равен мнимой части γ в выражении (9.1) (действительная часть приводит только к изменению фазы на единице длины распространения):

$$\alpha = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_a \mu_a}}{\sqrt{2}} \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_a}\right)^2}} = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_a \mu_a}}{\sqrt{2}} \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_f}{\omega \cdot \epsilon_a}\right)^2}},$$

$$\beta = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_f}{\omega \epsilon_a}\right)^2}}.$$

Волновое сопротивление при этом: $Z_B = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \frac{1}{\sqrt{1 - j \frac{\epsilon_1}{\epsilon_a}}}$

Сопротивление среды, в общем случае, комплексное, и фазовый угол отношения $\frac{E}{H}$ меняется от 0° (идеальный диэлектрик) до 45° (идеальный проводник).

При создании таких материалов стремятся увеличить α , потому что важны их поглощающие свойства. Очевидный способ – увеличение σ , но тогда значение Z_B еще больше уменьшится; следовательно, увеличатся отражения. Материал будет больше отражать, чем поглощать. Возникает противоречие. Для уменьшения коэффициента поглощения необходимо выбирать материалы с малым значением ϵ , при этом толщина поглощающего слоя должна быть довольно большой. Рассмотрим некоторые типы поглощающих материалов.

1. Материалы градиентного типа.

Такие материалы делают слоистыми. При этом проводимость

$$|B| = \int_0^\infty \left| \frac{f_0}{jf + f_0} \right|^2 df = f_0^2 \int_0^\infty (f_0^2 + f^2)^{-1} df = f_0^2 \int_0^{\pi/2} f_0^{-2} (tg^2 + 1)^{-1} f_0 \frac{1}{\cos^2 \Theta} d\Theta,$$

и диэлектрическую проницаемость подбирают, увеличивая от слоя к слою (рисунок 9.1).

Перепад волнового сопротивления Z_B получают небольшим между слоями. В результате обеспечивается удовлетворительное согласование с пространством и высокие внутренние потери.

Пример. «Саурп» – плиты из пеноасбеста с различным содержанием углена (проводящее вещество) в каждом слое. Плотность его диэлектрической проницаемости ϵ меняется по тому же принципу, что и проводимость σ .

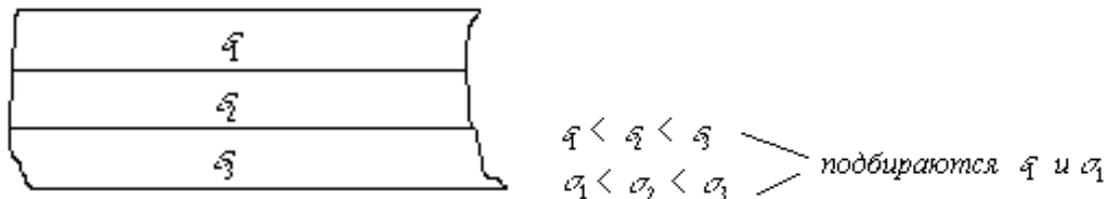


Рисунок 9.1. – Схематичное представление материала градиентного типа

2. Материалы интерференционного типа (рисунок 9.2).

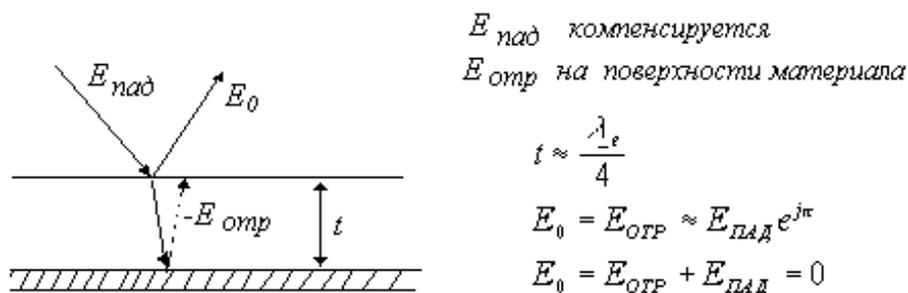


Рисунок 9.2. – Схематичное представление материала интерференционного типа

Пример. Пластина ХВ-10,6 (ХВ-2,0) – поливинилхлорид с наполнителем мелкодисперсным карбонильным железом Р-20.

3. Материалы рассеивающего типа.

Выбирается клинообразная форма и этим обеспечивается хорошее поглощение за счет многократных переотражений (рисунок 9.3).

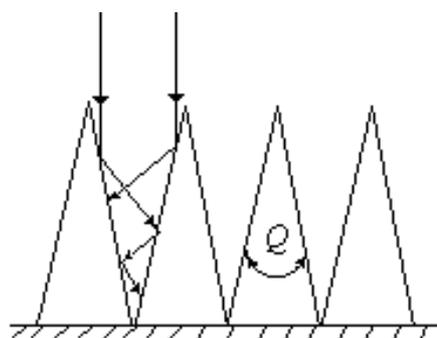


Рисунок 9.3. – Схематичное представление материала рассеивающего типа

Пример. Материал «Гранит». Размер выступов зависит от частотного диапазона и составляет обычно $\frac{\lambda_{\max}}{4}$. Угол Q зависит от качества поглощения

и определяет количество переотражений (меньше Q – больше переотражений и лучше поглощение).

4. Материалы объемного поглощения.

Пример

Ферроэпоксид ФЭ-50 и ФЭ-33. Состоит из эпоксидной смолы с отвердителем и наполнителем из феррита или железа. Изготавливают клинья, вставки в волноводы, различные прокладки и другое (волноводные нагрузки). Принцип работы заключается в поглощении энергии в объеме за счет повышенных значений σ_f и μ .

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \left(\varepsilon + \frac{\sigma_f}{j\omega} \right)}$$

(при этом $Z = \sqrt{\frac{j\omega \cdot \mu_a}{\sigma_f + j\omega \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}}$ сохраняется $\approx Z_0$).

Вообще говоря, у поглощающего материала любого типа уровень отражений зависит не только от самого материала, но и от угла падения волны на него. Свойства материалов наиболее эффективны при нормальном падении волны. При наклонном падении луча отражения увеличиваются согласно формулам Френеля и закону Снелиуса (угол падения равен углу отражения).

9.2. Безэховые камеры

Для точных измерений и испытаний радиоаппаратуры, излучающей в свободное пространство, применяют безэховые камеры. Безэховой камерой (БЭК) называют помещение, облицованное изнутри радиопоглощающим материалом с целью уменьшения отражения от стен и обеспечения в некотором объеме камеры – безэховой зоне – заданного очень малого уровня отражений, т.е. создания условий, приближающихся к условиям «свободного пространства». В БЭК проводят многие виды измерений: характеристик антенн, характеристик рассеяния радиоэлектронных целей, радиотехнических комплексов самолетов, ракет и космических аппаратов, как с точки зрения комплексных параметров, так и с точки зрения параметров электромагнитной совместимости.

Размеры БЭК выбираются исходя из условий обеспечения измерений радиотехнических характеристик в дальней зоне с точки зрения теории антенн.

Дальняя зона определяется по формуле

$$r \geq n \frac{D^2}{\lambda},$$

где $n = 2-8$;

D – максимальный размер измеряемого объекта;

λ – длина рабочей волны.

Уровень отражений большинства радиопоглощающих материалов различной конструкции, рецептуры, рабочего диапазона и качества составляет от минус 20 до минус 60 дБ при нормальном падении волны. Облицевав таким материалом обычное прямоугольное помещение, следует ожидать уровня отражений того же порядка, что и у поглощающего материала, и немного больше, т.к. отраженные сигналы в область измерений попадают от шести плоскостей (если помещение представляет собой параллелепипед) (рисунок 9.4).

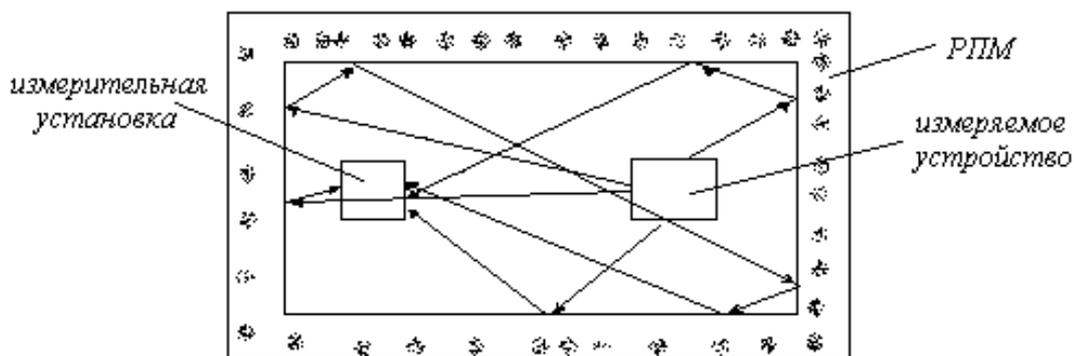


Рисунок 9.4. – Схематичное представление движения лучей в прямоугольной безэховой камере

Для разных видов измерений и точности нужны разные уровни безэховости, причем нередко материал на стенах прямоугольного помещения не обеспечивает заданного уровня. Очень часто проблему таким способом решить непросто: имеющийся материал довольно сильно отражает, а уровень безэховости должен быть очень низким. В таких случаях существуют различные виды построения БЭК:

1. Профилированные камеры.

Принцип построения таких камер. Направить поле, отраженное от поглощающей поверхности, мимо рабочей зоны, заставляя его многократно переотражаться на периферии камеры в поглощающих полостях поверхности. Торцы камеры могут представлять собой четырехгранные пирамиды, облицованные радиопоглощающим материалом, желательно высококачественным (рисунок 9.5).

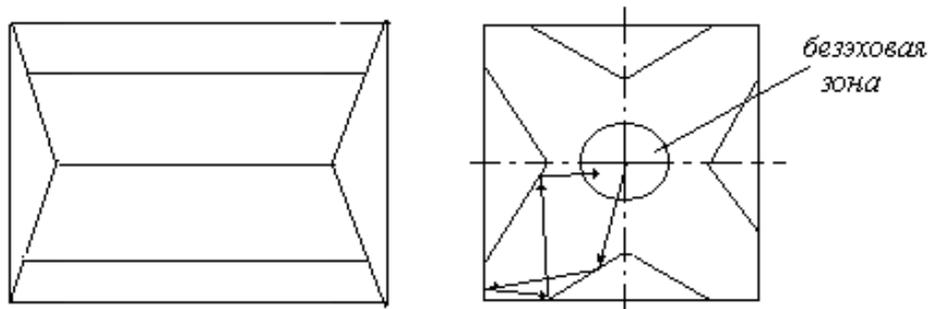


Рисунок 9.5. – Схема устройства профилированной безэховой камеры

2. Рупорная БЭК (рисунок 9.6).

Принцип построения таких камер. Для устранения отражений от торцевой стенки ее выполняют в виде пирамиды (лучше из высококачественного радиопоглощающего материала (РПМ)).

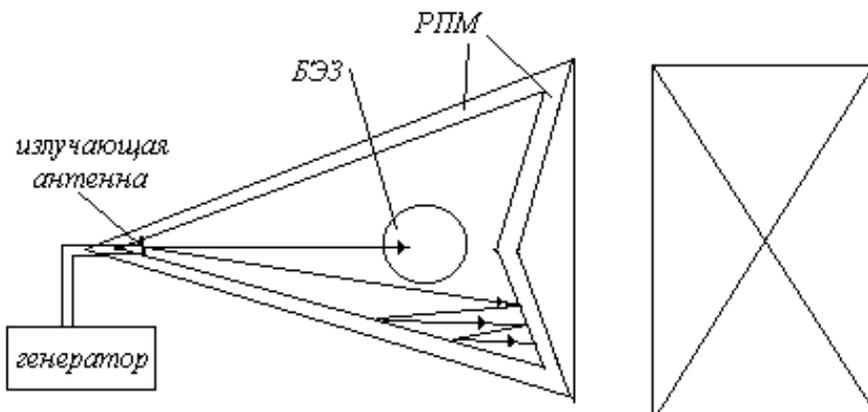


Рисунок 9.6. – Схема устройства и ход лучей в рупорной БЭК

3. Безэховая камера с зеркалом (рисунок 9.7).

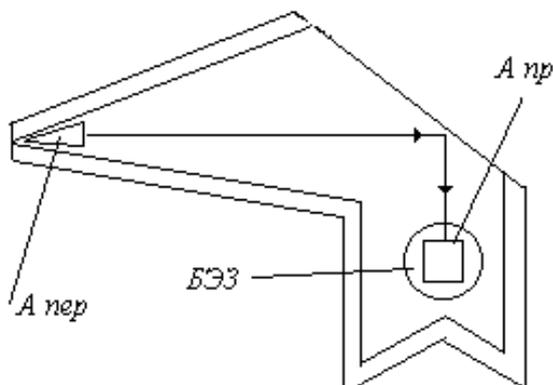


Рисунок 9.7. – Схема устройства безэховой камеры с зеркалом

Принцип построения таких камер. Излучатель и приемник находятся вне прямой видимости (иногда это даже удобно, если имеются два помещения в углу здания и других нет).

Имеются и другие специальные методы построения и расчетов камер. В конкретных случаях необходимо обращаться к специальной литературе.

Один из наиболее эффективных типов покрытия камер – решетки из пирамидообразных кусков поглотителя. Ячейки в решетке могут временно извлекаться для размещения оборудования.

При реальных испытаниях обычно требуется дополнительное помещение для размещения измерительного оборудования.

Размер самой камеры зависит от типа требуемых измерений. Например, критерий различия ближнего и дальнего поля излучателя устанавливает минимальное расстояние между антеннами передатчика и приемника. В соответствии с этим и учитывая, что требуется пространство для размещения поглотителей излучения, расчетный размер камеры может оказаться очень большим. Для большинства фирм расходы по созданию большой безэховой камеры чересчур высоки, если только эта камера не используется постоянно. (Приходится прибегать к испытаниям на уменьшенных моделях).

Безэховые камеры должны удовлетворять соответствующим стандартам и должны сертифицироваться для проведения измерений.

10. ЗАЩИТА КОНТАКТОВ

При замыкании и размыкании цепи, в которой проходит ток, в местах контакта может развиваться пробой. Пробой наступает тогда, когда контакты находятся в непосредственной близости друг к другу, но не сомкнуты. При замыкании пробой длится до тех пор, пока контакты не сомкнутся. При размыкании – пока не создадутся условия, при которых он уже не может поддерживаться. При пробое наблюдается физическое разрушение контактов, которое уменьшает их долговечность. Кроме того, пробой вызывает высокочастотное излучение и всплески тока в коммутируемой цепи, а это может послужить причиной помех в других схемах. При переключении контактов важными являются два типа пробоя: газовый пробой или тлеющий разряд и дуговой разряд. Важность определяется по разрушающему действию на контакты. Коронный и искровой разряды меньше разрушают контакты.

10.1. Тлеющий разряд

Если газ между контактами ионизируется, то может возникнуть регенеративный (т.е. самоподдерживающийся) тлеющий разряд. Напряжение, необходимое для возникновения тлеющего разряда, зависит от расстояния между контактами, вида газа и его давления. Если система «газ–воздух» находится при нормальной температуре и давлении, то для возбуждения тлеющего разряда необходимо приложить напряжение 320 В ($U_{\text{пр}}$ – напряжение пробоя) между контактами, разведенными на 7,6 мкм (рисунок 10.1). Для большего и меньшего расстояния между контактами для возникновения тлеющего разряда необходимо большее напряжение. При меньших расстояниях на таких длинах заряженные частицы не успевают разогнаться, чтобы ионизировать другие молекулы, при больших – падает напряженность поля. В том и другом случаях для разгона частиц до энергии ионизации требуется большее напряжение. После возникновения разряда для удерживания газа в ионизированном состоянии достаточно некоторого меньшего напряжения $U_{\text{у}}$, чем напряжение пробоя. В воздухе $U_{\text{у}} \approx 300$ В.

Напряжение удержания в воздухе практически не зависит от расстояния между контактами. При замыкании и размыкании контакты всегда проходят дистанцию, равную 7,6 мкм. Ток, необходимый для удержания тлеющего разряда, довольно мал – единицы миллиампер. Чтобы избежать тлеющего разряда, напряжение между контактами не должно превышать 300 В. При тлеющем разряде ионы газа бомбардируют контакты, разогревают их

и в конечном счете разрушают. Если напряжение между контактами не превышает 300 В, то остается только одна причина, способная разрушать контакты, – это дуговой разряд.

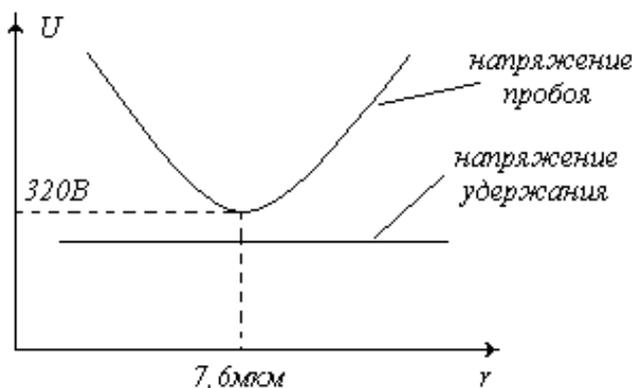


Рисунок 10.1. – Графическое представление возникновения и поддержания тлеющего разряда

10.2. Дуговой разряд

Дуговой разряд может наблюдаться при напряжениях и токах, гораздо меньших, чем те, которые требуются для тлеющего разряда. Он может возникать и в вакууме, т.к. наличие ионизированного газа здесь необязательно. Дуговой разряд начинается «с вырывания» электронов электрическим полем, для чего требуется градиент потенциала (напряженность электрического поля) $E \approx 0,5 \text{ МВ/см}$ (50 В/мкм).

Дуга образуется всякий раз при замыкании контактов, пропускающих ток и не имеющих защиты, т.к. при малом промежутке и движении контактов к замыканию и размыканию между ними всегда возникает напряженность 50 В/мкм .

При формировании дуги электроны испускаются малой областью, где напряженность поля наибольшая, что наблюдается на участке контакта с наиболее выступающей точкой катода в микроскопическом масштабе (рисунок 10.2).

На острие катода наибольший градиент потенциала, и из него испускаются электроны. Там же увеличивается плотность тока, которая ведет к местному разогреву и облегчению вырывания электронов из катода (увеличению эмиссии электронов из этой зоны из-за повышенной температуры), что ведет к еще большему разогреву и разрушению (разбрызгиванию материала контакта). Кроме того, анод разрушается из-за местного разогрева. Испарение металла зависит от скорости выделения тепла и его отвода

от контактов, что, в свою очередь, зависит от материала контакта, его размеров и расстояния между контактами.

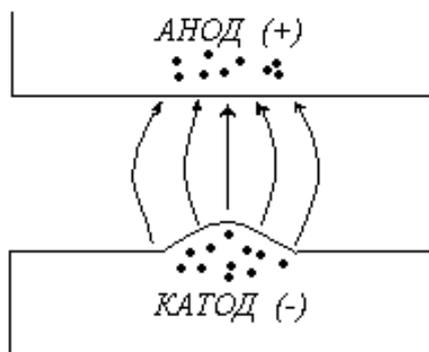


Рисунок 10.2. – Схема возникновения дугового разряда

Появление расплавленного металла означает переход от эмиссии электронов к дуге, испаряющей металл.

Этот переход происходит быстро, примерно за 1 нс. Расплавленный металл, однажды возникнув, образует проводящий «мостик» между контактами, поддерживая тем самым дугу даже при уменьшении градиента потенциала, меньшего по сравнению с тем значением, которое необходимо для начального формирования дуги. Этот мостик состоит из паров металла и проводит ток, величина которого ограничена напряжением питания и сопротивлением дуги. После того как дуга возникла, она продолжает существовать до тех пор, пока внешняя цепь обеспечивает напряжение, достаточное для преодоления контактного потенциала металл–вакуум (или металл–воздух) катода, и ток, достаточный для испарения материала анода или катода. По мере расхождения контактов «мостик» из расплавленного металла вытягивается и, в конце концов, разрывается. Минимальные напряжение и ток, необходимые для поддержания дуги, называются минимальными дуговыми напряжением $U_{Д.мин}$ и током $I_{Д.мин}$. Если напряжение или ток упадут ниже этих значений, дуга гаснет.

Для дуговых разрядов между разнородными материалами определяется $U_{Д.мин}$ материала катода (отрицательного контакта), а за ток $I_{Д.мин}$ принимается дуговой ток того материала, у которого он меньше. Приведенные в таблице значения минимальных дуговых токов даны для чистых неповрежденных поверхностей контактов. После нескольких переключений дуга повреждает поверхность контактов, и минимальный дуговой ток может уменьшиться в 10 раз по сравнению со значением, указанным в таблице 10.1.

Таблица 10.1. – Характеристики дугового разряда

Материал контактов	Минимальное напряжение дуги $U_{Д.min}$, В	Минимальный ток дуги $I_{Д.min}$, мА
Серебро (Ag)	12	400
Золото (Au)	15	400
Сплав (69%Au, 25%Ag, 6%Pt)	9	400
Палладий (Pd)	16	800
Платина (Pt)	17,5	700

Следовательно:

1. Дуговой разряд характеризуется низким напряжением и большим током.
2. Тлеющий разряд зависит от газовой среды между контактами (обычно это воздух) и характеризуется высоким напряжением и относительно малым током.

Предотвратить образование дугового разряда трудно, т.к. для его возникновения нужны очень небольшие напряжения. Однако, если дуга сформировалась, следует устранить условия ее самоподдержания, ограничивая максимальный ток на уровне ниже минимального дугового тока.

10.3. Цепи постоянного и переменного токов

Чтобы предохранить контакт от разрушения, необходимо дугу, как только она возникнет, быстро прервать, чтобы свести к минимуму разрушение контактов. Если дугу недостаточно быстро устранить, то часть металла перейдет с одного контакта на другой. Разрушения от дуги пропорциональны ее энергии, т.е. произведению тока, напряжения и времени. Чем выше напряжение, прилагаемое к контактам, тем труднее прервать дугу.

Контактная группа обычно выдерживает немного большее переменное напряжение, чем постоянное по следующим причинам:

1. Среднее значение переменного напряжения меньше его действующего значения.
2. В период, когда напряжение меньше 10–15 В, возникновение дуги маловероятно.
3. Из-за изменения полярности каждый контакт попеременно бывает анодом и катодом.
4. При переходе напряжения через 0 В дуга гаснет.

Отсюда следует, что контакты, рассчитанные на работу при 30 В постоянного напряжения, успешно работают при переменном напряжении

115 В при тех же коммутируемых мощностях. Однако у цепей переменного тока есть недостаток – в них намного труднее обеспечить соответствующие цепи защиты там, где это требуется.

10.4. Материал контактов

Для различных уровней токовых нагрузок требуются различные материалы контактов. Ни один контактирующий материал не может одинаково хорошо работать при обесточенной (потенциальной) цепи и больших значениях тока.

Палладий оптимально применять в сильноточных цепях, которые вызывают эрозию контактов (т.е. устойчив к дуге).

Серебро и серебро с кадмием используют при больших нагрузках в сильноточных цепях, но при отсутствии дугового разряда его свойства ухудшаются.

Золото и его сплавы рекомендуются в качестве контактных материалов в слаботочных цепях (микротоки), однако большие токи вызывают в них сильную эрозию.

Обычно в целях экономии золота контакты делают из серебра и золотят. Такие реле хорошо коммутируют микротоки. Однако, если такое реле применялось в сильноточной цепи, то золотое покрытие разрушается. В сильноточной цепи такое реле работает удовлетворительно, однако если его затем использовать в слаботочной цепи, то его свойства ухудшаются (срабатывает, но контакт может прерываться). Иногда после длительного хранения серебро мигрирует сквозь слой золота и образует на поверхности контакта окисную пленку (сульфид серебра). Сопротивление пленки повышается (высокоомное), что может привести к нарушению контакта. Поэтому контакты часто делают герметичными (герконы, герконовые реле), чтобы не было доступа реагентов для образования окисной пленки. Если реле не герконовое, то следует обращать внимание на его дату изготовления.

На контакты реле даются паспортные данные (сопровождающие документы), где обычно приводится количество гарантированных срабатываний при определенной нагрузке:

- а) при чисто активной (U_{K1} и J_{K1}) – X срабатываний;
- б) при чисто активной (U_{K2} и J_{K2}) – Y срабатываний;
- в) при индуктивной (U_K , $J_K - \cos \varphi$) – Z срабатываний и т.д.

Во всех этих случаях имеется в виду, что специальных мер для защиты контактов не предпринимается. Поэтому при выполнении определенных

мер по защите контактов, эти контакты могут работать гораздо дольше при номинальных значениях тока либо выдерживать большие разрывные мощности.

10.5. Нагрузки, создающие большие всплески тока

Большие всплески тока прежде всего создаются лампами накаливания (и им подобными нагрузками), электродвигателями и емкостными нагрузками.

Эти нагрузки при включении потребляют намного больший ток, чем в установившемся режиме. В самом деле, холодная нить накала $R_t = R_0(1 + \alpha \cdot T)$, стоящий двигатель, который не дает противоЭДС якоря, и электрическая емкость (выпрямитель, работающий на емкость) с нулевым напряжением в начальные моменты потребляют токи в 10 и более раз большие, чем в установившемся режиме. Кроме того, двигатель, представляющий собой большую индуктивность, при прерывании тока через него вызывает генерацию высокого напряжения (индуктивный бросок), а также дуговой разряд. Поэтому двигатели трудно коммутировать, т.к. при включении и отключении их происходит разрушение контактов.

10.6. Меры защиты контактов при больших пусковых токах

Ограничение тока через контакты – это единственное средство защиты от больших пусковых токов. Это можно осуществить одним из следующих предлагаемых способов:

- а) включение последовательно с контактами резистора, но это не всегда приемлемо по работе схемы;
- б) если резистор не может быть использован, то последовательно с контактами подключают катушку индуктивности с малым сопротивлением постоянному току (иногда бывает достаточно);
- в) применение ферритовых колец, которые надеваются на подводящие провода контактов;
- г) самое радикальное средство – применение переключаемого токоограничивающего резистора.

При замыкании ток (например, конденсатора) ограничивается резистором, а спустя некоторое время он замыкается (шунтируется) нормально разомкнутыми контактами реле (рисунок 10.3).

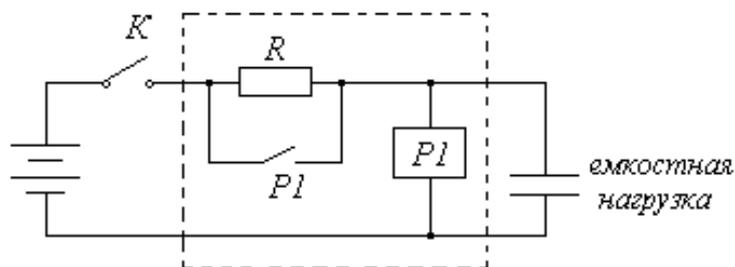


Рисунок 10.3. – Схема с переключаемым токоограничивающим резистором

Аналогичная схема применима и на переменном токе, например, с асинхронным двигателем, но тогда используется реле, работающее от переменного тока.

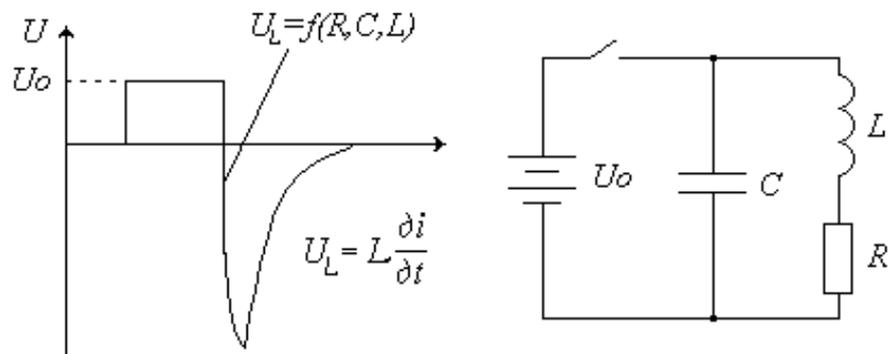
Другой проблемой, связанной с замыкающими контактами, является дребезг контактов. В этом случае возможно попеременное замыкание–размыкание контактов. У некоторых типов реле это может происходить до 10 раз и более. При этом возникает повторяющийся дуговой разряд, который может вызвать большие, чем обычно, разрушения контактов, и высокочастотное излучение, а также нарушение работы схемы (в логических схемах предусматриваются специальные меры избавления от «дребезга»).

10.7. Индуктивные нагрузки

Напряжение на индуктивности

$$U = L \frac{\partial i}{\partial t}.$$

Отсюда видно, что при резком прекращении тока через индуктивность в ней возникает большое напряжение переходного процесса. Скорость изменения тока при этом $\frac{\partial i}{\partial t}$ будет большой и отрицательной, давая обратный «всплеск» переходного напряжения. Если изменение мгновенное, то напряжение – бесконечно большое. В действительности этого не бывает из-за паразитной емкости цепи и дугового разряда на контактах (при этом необходима энергия для заряда емкости и разрушения контакта), но все же обратные напряжения бывают очень велики. Чтобы не было больших выбросов, следует уменьшать $\frac{\partial i}{\partial t}$, что не всегда приемлемо и выполнимо. Если имеем цепь постоянного тока с напряжением 27 В, то индуктивные всплески составляют от 500 до 5000 В (рисунок 10.4).



При хорошей добротности контура RLC может возникнуть и "звон"

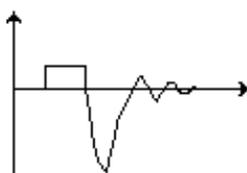


Рисунок 10.4. – Образование обратного выброса напряжения

Контакты разрушаются энергией, накопленной в катушке. Если принять $R=0$ и $C=0$, то схема на рисунке 10.4 преобразуется в схему на рисунке 10.5.

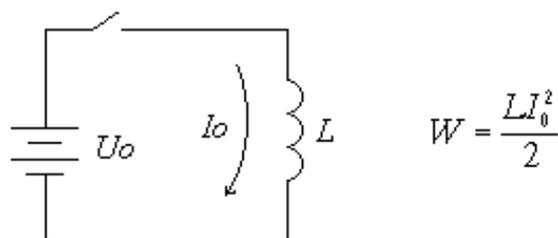


Рисунок 10.5. – Схема, учитывающая энергию разрушения контактов

Вся энергия будет затрачена на образование и существование дуги, т.е. на разрушение контактов. Срок службы переключателя в такой схеме без схемотехнической защиты низкий.

10.8. Принципы защиты контактов от перенапряжений

Была рассмотрена характеристика тлеющего разряда, т.е. зависимость напряжения от расстояния между контактами $[U = f(r)]$. Характеристика же дугового разряда – это прямая линия с наклоном 50 В/мкм. Причем

для границы дугового разряда при напряжении $U = 320\text{В}$ расстояние будет $r \approx \frac{320}{50} = 6,4\text{мкм}$ (эта величина приблизительно является и границей возникновения тлеющего разряда). Эти две характеристики (дугового и тлеющего разряда) пересекутся в районе минимума характеристики тлеющего разряда (рисунок 10.6).

Жирная линия – результирующая граница условий пробоя (тлеющего и дугового) межконтактного пространства. Ниже и правее этой линии – поле условий, при которых пробой не наступает. Выше и левее жирной линии пробой наступает. Эту же характеристику можно представить в более наглядном виде, в зависимости от времени, пересчитывая расстояние как произведение скорости размыкания контактов на время. Характеристики напряжений дугового и тлеющего разрядов будет хорошо согласовываться с переходными процессами, рассматриваемыми во времени (рисунок 10.7).

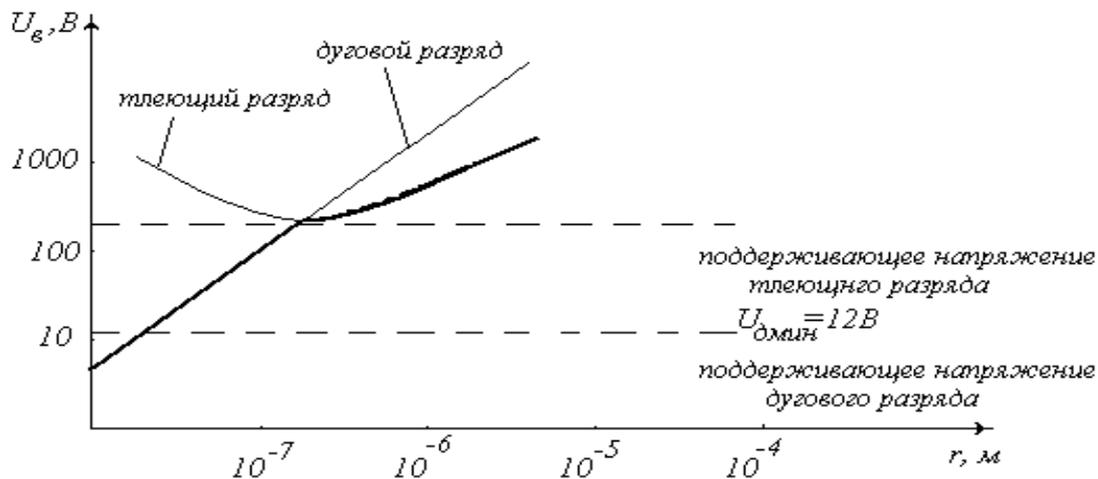


Рисунок 10.6. – Результирующая характеристика пробоя



Рисунок 10.7. – Временная характеристика контактного пробоя

Для предотвращения пробоя необходимо соблюдение следующих условий:

1. Напряжение между контактами должно быть не более 300 В (условие отсутствия тлеющего разряда).

2. Начальную скорость нарастания напряжения на контактах нужно поддерживать ниже значения, необходимого для возникновения дугового разряда (обычно достаточно 1 В/мкс).

Если предотвратить возникновение пробоя невозможно (это часто бывает в конкретных схемах), то следует не допускать его самоподдержания. Обычно это делается ограничением тока до величины меньшей, необходимой для поддержания пробоя (для тлеющего разряда – единицы миллиампер).

Пример. Если переключение переменного напряжения происходит в момент перехода через 0 В, то $U = U_0 \sin \omega t$ и $\frac{dU}{dt} = U_0 \omega \cos \omega t$. Приравни-

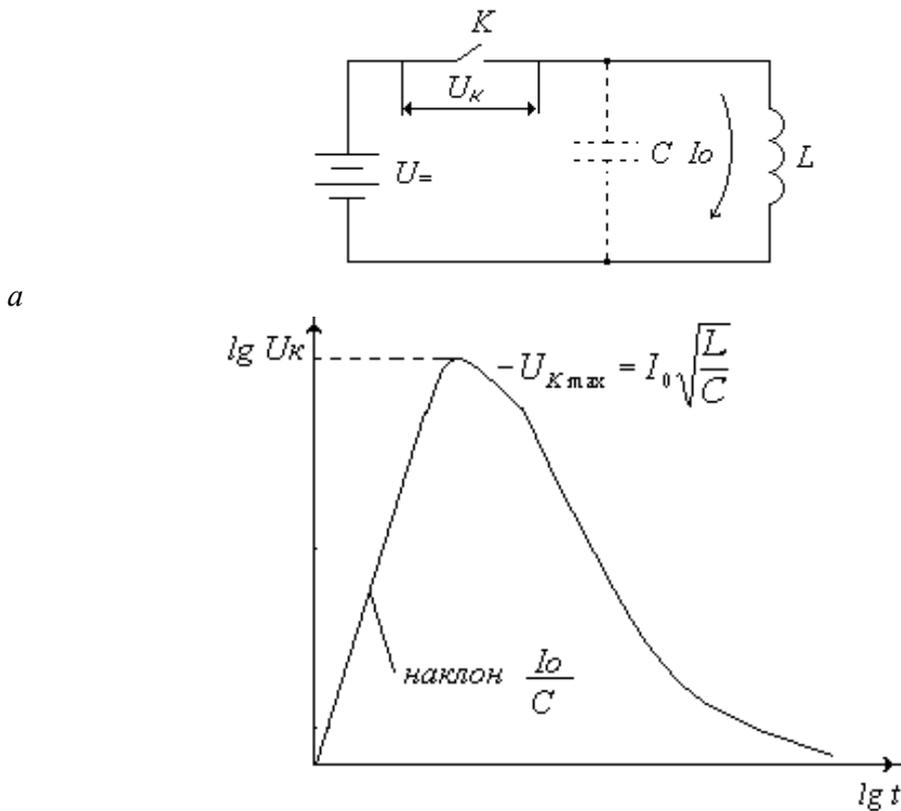
вая $U_0 \omega = 10^6$ В/с, находим, что дуги не будет при амплитуде $U_0 < \frac{10^6}{\omega}$.

Имея промышленную сеть частотой 50 Гц, необходимое напряжение $U_0 < 3180$ В.

Чтобы определить, возникнет ли пробой в данном конкретном случае, надо знать напряжение, которое выделяется на контактах и сравнить его с характеристикой пробоя (рисунок 10.8).

Накладываем гипотетическое напряжение на характеристику пробоя (рисунок 10.9).

На промежутке t_1-t_2 гипотетическое значение U_K выше характеристики пробоя, и в течение этого времени пробой при размыкании существовать будет. Как будет происходить процесс пробоя? При размыкании ключа ток I_0 в катушке остается. Поскольку он не может проходить через разомкнутый ключ, он заряжает емкость C , и напряжение на ней растет с начальной скоростью I_0/C . Как только это напряжение перейдет кривую пробоя, между контактами возникнет дуга. Если ток, который может протекать в цепи, меньше минимального дугового тока $I_{Д\min}$, то дуга существует только в течение времени, достаточного для того, чтобы емкость C разрядилась до напряжения, меньшего, чем $U_{Д\min}$. Дуга гаснет, но конденсатор снова заряжается током I_0 ($I_0 < I_{Д\min}$, но существует), и процесс повторяется до тех пор, пока напряжение не превысит напряжения тлеющего разряда.



a – схема размыкания контактов; *б* – гипотетический выброс

Рисунок 10.8. – Определение напряжения пробоя

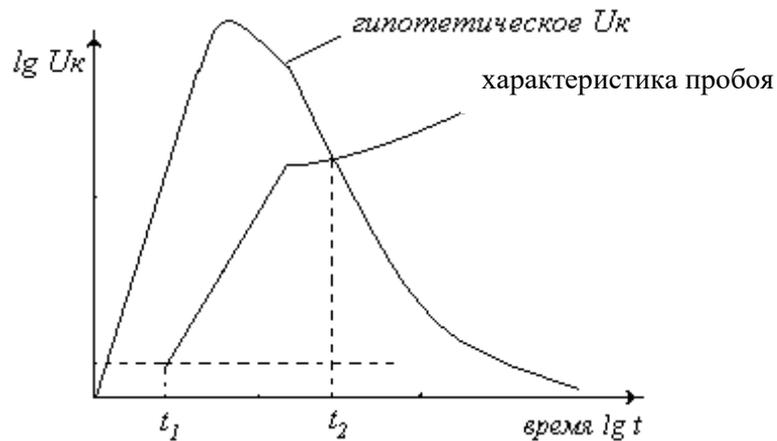


Рисунок 10.9. – Наложение гипотетического напряжения на характеристику пробоя

Если опять же ток меньше, чем необходимый для поддержания тлеющего разряда (единицы миллиампер), то тлеющий разряд также будет периодически возникать, пока гипотетическое значение U_K не упадет ниже напряжения удержания U_y (рисунки 10.10–10.13).

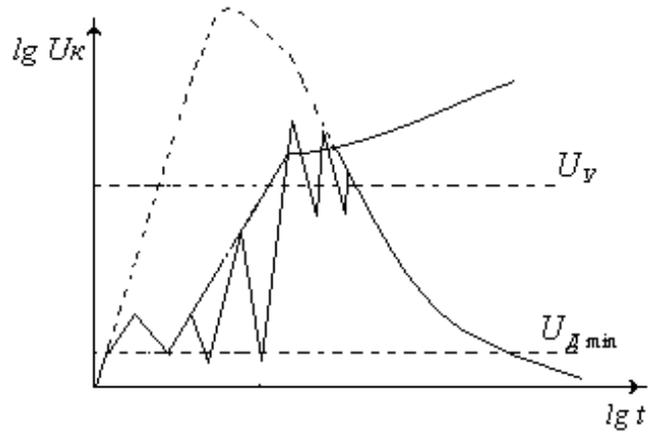


Рисунок 10.10. – Разряд между контактами, когда ток цепи $I_0 < I_{Дmin}$ и $I_0 < I_{yДmin}$

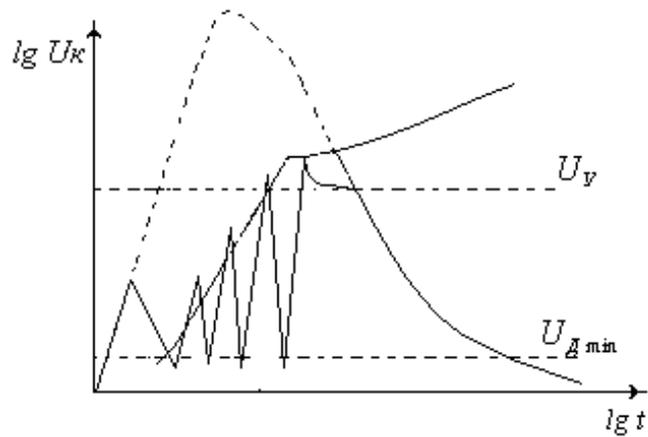


Рисунок 10.11. – Разряд между контактами, когда ток цепи $I_0 < I_{Дmin}$, но $I_0 > I_{yДmin}$

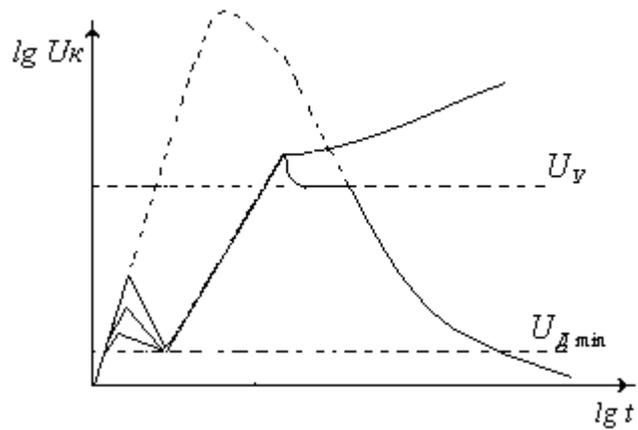


Рисунок 10.12. – Разряд между контактами, когда ток цепи $I_0 > I_{Дmin}$ и $I_0 > I_{yДmin}$

Ток в цепи I_0 достаточен для поддержания тлеющего разряда, но недостаточен для поддержания дуги ($I_{уд\min} < I_0 < I_{д\min}$).

Ток в цепи достаточен для поддержания устойчивой дуги и тлеющего разряда ($I_{уд\min} < I_0 > I_{д\min}$).

Мера борьбы с пробоем (дуговым и тлеющим)

Сделав паразитную емкость C достаточно большой (включив параллельно ей конденсатор), можно уменьшить как начальную скорость напряжения, так и величину пикового напряжения до значений, не вызывающих пробоя. Такое включение конденсатора тоже разрушает контакты большими пусковыми токами (зарядными токами) при включениях.

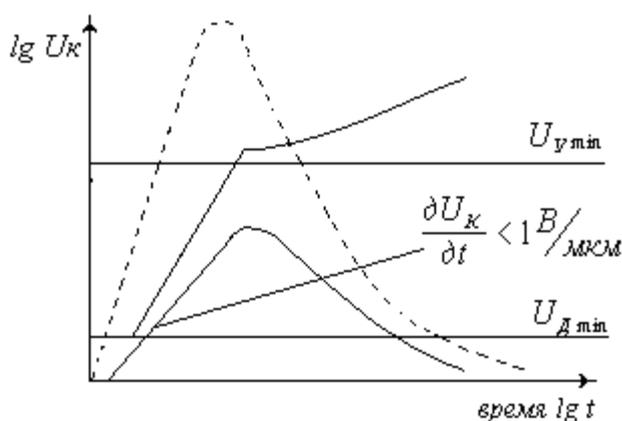


Рисунок 10.13. – Действие увеличения паразитной емкости на межконтактное напряжение в момент выключения

10.9. Подавление переходных процессов при индуктивных нагрузках и цепи защиты контактов от перенапряжений

После рассмотрения процессов, возникающих при коммутации индуктивных нагрузок, имеем возможность синтезировать цепи подавления переходных процессов при индуктивных нагрузках, а также цепи защиты контактов от перенапряжений. Справедливо правило: напряжение шумов лучше всего подавлять в месте возникновения, т.е. в данном случае на индуктивности. Тогда мы устраняем возможность проникновения шумов в другие схемы и, подавив переходной процесс, улучшаем условия работы контактов. Часто этого для защиты контактов подавления переходного процесса бывает достаточно. В противном случае надо применять специальные цепи защиты контактов от перенапряжений. В дальнейшем

будет приведен ряд соотношений для расчета цепей подавления переходных процессов и защиты контактов. При их практическом использовании следует иметь в виду, их цель – сориентировать проектировщика в выборе схем и элементов, т.к. точный их расчет очень трудоемок и требует знания очень многих и довольно нестабильных параметров (например, практически невозможно определить точное значение паразитной емкости цепи). Проектировщику следует учитывать, что спроектированные цепи следует обязательно проверять практически и отрабатывать в готовом устройстве (как, впрочем, и любые схемы), а знание физики процессов и влияния тех или иных параметров цепи на шумовые токи позволяет быстро найти путь улучшения схемы при практической отработке.

10.9.1. Подавление переходных процессов при индуктивной нагрузке

Для минимизации излучаемых и наведенных шумов необходимо параллельно индуктивности или (и) контактам включать цепи защиты. В некоторых случаях такие цепи одинаково эффективны при подключении как к нагрузке, так и к контактам. Если нагрузка коммутируется несколькими парами контактов, то эффективнее подключить цепь подавления на нагрузку, тем самым защитить все контакты, подключенные к ней, и подавить шумы самой нагрузки.

Иногда степень применяемой защиты ограничивается функциональными требованиями, например, цепи защиты, подключаемые к катушке реле увеличивают время отпускания якоря. В таких случаях следует выбирать компромисс между выполнением функциональных требований и необходимой защитой контактов либо ограничиться только защитой контактов.

Цепи подавления переходных процессов при индуктивных нагрузках можно разделить на две категории:

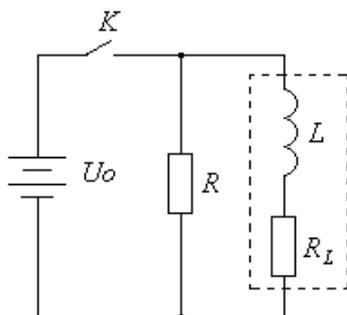
- цепи, подключаемые параллельно индуктивности;
- цепи, подключаемые параллельно контактам.

Однако некоторые из этих цепей одинаково эффективно работают как при подключении параллельно к индуктивной нагрузке, так и параллельно контактам.

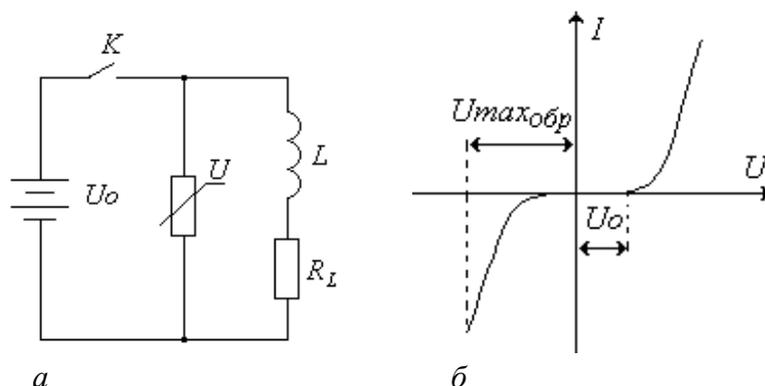
Рассмотрим шесть схем подавления переходных процессов при индуктивных нагрузках (рисунки 10.14–10.19).

Обратный выброс напряжения на индуктивностях гасится, замыкаясь через резистор R (энергия рассеивается). Амплитуда переходного процесса растет с ростом R , однако она ограничена произведением тока через L

на сопротивление R в установившемся режиме. Если $R = R_L$, то переходное напряжение будет ограничено напряжением питания. Между контактами в этом случае будет удвоенное напряжение питания (U_0 плюс обратный выброс $|U_{\max}| = |U_0|$, получаем $U_K = 2U_0$). В схеме наблюдаются большие потери мощности, т.к. при включении нагрузки ток дополнительно ответвляется на R , где и рассеивается мощность источника.



**Рисунок 10.14. – Схема 1 –
Защита от обратного выброса напряжения резистором**



***a* – схема; *б* – вольт-амперная характеристика варистора**

**Рисунок 10.15. – Схема 2 –
Защита от обратного выброса напряжения варистором**

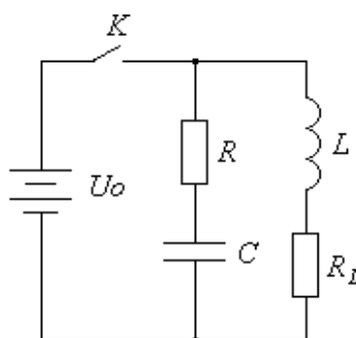
Параллельно индуктивности включен варистор (резистор, управляемый напряжением). При малом напряжении U_0 сопротивление варистора велико, при большом – мало. Варистор работает как и резистор в предыдущей схеме, но рассеиваемая на нем мощность мала, т.к. при U_0 его сопротивление велико, а при наличии большого выброса $U_{\max\text{обр}}$ его сопротивление падает, за счет чего выброс «срезается». Грубо говоря, варистор

функционально представляет собой два встречно включенных «плохих» стабилитрона («плохих» в смысле характеристики):

$$U_K \approx U_0 + U_{\max \text{ ОБР}}.$$

Это более совершенная схема. В установившемся режиме R мощность не потребляет, а при размыкании контактов в начальный момент конденсатор работает как короткозамкнутая цепь:

$$\frac{U_0}{I_{D \min}} < R < R_L.$$



**Рисунок 10.16. – Схема 3 –
Защита от обратного выброса напряжения RC-цепью**

Условие отсутствия тлеющего разряда $C \geq \left(\frac{I_0}{300} \right)^2 L$ получаем

исходя из равенства $\frac{CU^2}{2} = \frac{LI_0^2}{2}$, принимая $U = U_{\text{уд}} \approx 300 \text{ В}$.

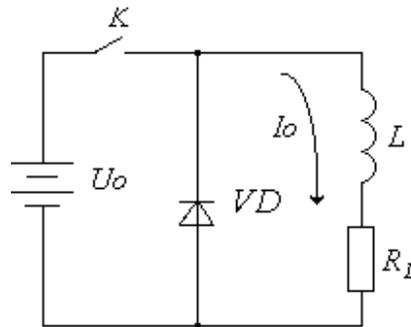
Условие подавления дуги при размыкании

$$C \geq 10^{-6} I_0$$

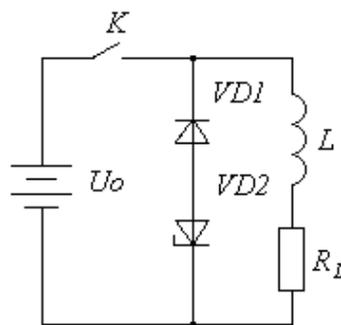
при скорости нарастания напряжения $\leq 1 \text{ В/мкс}$.

Полярность включения диода такая, что при подаче рабочего напряжения на индуктивную нагрузку диод заперт и не оказывает влияния на работу схемы. При размыкании контакта полярность выброса обратна действующему рабочему напряжению. Напряжение на диоде смещается в прямом направлении и ограничивает напряжение на контактах, состоящее из очень малой величины и падения напряжения на подводящих проводах к диоду. Однако время, необходимое для уменьшения тока в индуктивности

до нуля, здесь больше, чем в любой из предыдущих схем, что может нарушить ее работу (постоянная времени цепи $\tau = \frac{L}{R}$ при уменьшении R увеличивается). Для уменьшения времени спада тока до нуля последовательно с диодом можно поставить небольшой резистор, но при этом возрастает напряжение на контактах. Диод выбирается по следующим параметрам: $U_{\text{ОБР max}} \geq U_0$, $I_{\text{Д max}} \geq I_0$.

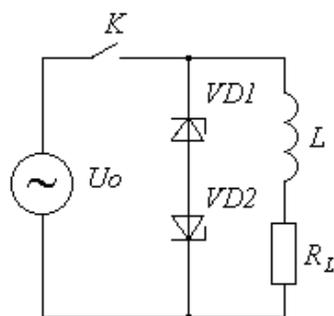


**Рисунок 10.17. – Схема 4 –
Защита от обратного выброса напряжения диодом**



**Рисунок 10.18. – Схема 5 –
Защита от обратного выброса напряжения
диодом со стабилитроном**

Включение последовательно с диодом стабилитрона дает возможность: а) быстро спадать току в индуктивности, т.к. энергия обратного выброса рассеивается на стабилитроне, у которого эквивалентное сопротивление току при пробое больше, чем у диода, и постоянная времени $\tau = \frac{L}{R_{\text{ЭКВ}}}$ уменьшается по сравнению с диодной схемой; б) ограничить напряжение на контактах, равное напряжению U_0 , плюс напряжение пробоя стабилитрона (плюс падение на проводах).



**Рисунок 10.19. – Схема 6 –
Защита от обратного выброса напряжения
двумя стабилитронами**

Ни одна из диодных схем не может работать в цепях переменного тока. Схемы, работающие на переменном токе, и те, которые работают при обеих полярностях напряжения на нагрузке, можно защитить схемами 1–3 и 6 (см. рисунки 10.14–10.16, 10.19).

В схеме 6 (см. рисунок 10.19) два стабилитрона включены встречно и параллельно индуктивности. Напряжение пробоя (стабилизации) стабилитрона выбирается выше пикового значения переменного напряжения питания, а максимальный ток стабилизации принимается равным максимальному значению тока нагрузки.

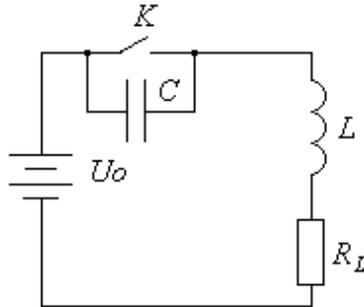
Рассмотренные цепи подавления переходных процессов уменьшают шумы на нагрузках и оптимизируют работу контактных пар (ограничивают напряжения на них). Однако в ряде случаев ситуация диктует необходимость установки защитных цепей только на контакты (например, если ограничение шумов на нагрузке не приводит к достаточной степени защиты контактных пар либо уже в готовой схеме нагрузка конструктивно недоступна или подход к ней затруднен), тогда применяют цепи защиты контактов при индуктивных нагрузках.

10.9.2. Цепи защиты контактов при индуктивных нагрузках

Рассмотрим три схемы цепей защиты контактов при индуктивных нагрузках (рисунки 10.20, 10.21 и 10.23).

Использование включения электрической емкости параллельно контактам. Это простейший метод гашения дуги, возникшей при разрыве контактов. При достаточно большой емкости C ток нагрузки при разрыве контактов проходит через конденсатор, заряжая его. В начальный момент конденсатор – это, по существу, короткое замыкание, поэтому дуга не возникает: $U_K = U_C \approx 0$. Скорость роста напряжения на конденсаторе

$\frac{\partial U}{\partial t} = \frac{I_0}{C}$, ограничивая $\frac{\partial U}{\partial t} \leq 1$ В/мкс, поэтому дуга не возникает при значении емкости $C \geq I_0 \cdot 10^{-6}$ Ф.



**Рисунок 10.20. – Схема 1 –
Защита контактов емкостью**

При разомкнутых контактах $U_C = U_0$ и повторном замыкании конденсатор разряжается через контакты, и ток через контакты достигает больших величин, т.к. ограничен лишь сопротивлением проводов. И чем больше емкость C , тем более разрушительно будет действие разряда на контакты, особенно, если имеет место дребезг контактов. Бывает, что контакты просто спаиваются вместе. (На техническом жаргоне «реле залипает»). По этой причине использование только конденсатора для защиты контактов не рекомендуется.

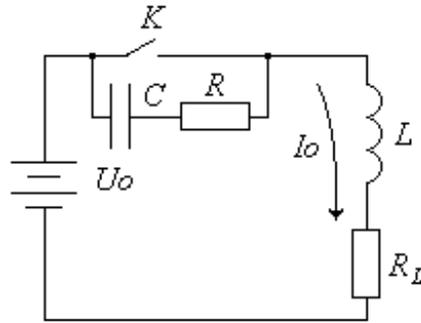
Если все же конденсатор приходится вынужденно ставить, то необходимо обеспечить, чтобы резонансная цепь, образованная индуктивностью и конденсатором, имела демпфирование выше критического с целью убрать «звон», из-за которого повышается излучение всей цепи. Для этого необходимо выбирать конденсатор из условия $C \geq \frac{4L}{R_1^2}$, здесь $R_1 = R_L + R_{пр}$ – общее

сопротивление, включенное последовательно в резонансную цепь. (Декремент затухания $d = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$, принимая $d \geq 1$, имеем результат, приведенный выше.)

И как логическое следствие, предлагаем следующую цепь (рисунок 10.21).

Защита контактов RC -цепью. Здесь недостаток первой схемы преодолен за счет ограничения разрядного тока конденсатора резистором.

Для момента замыкания необходимо, чтобы R было большим (ограничение разрядного тока).



**Рисунок 10.21. – Схема 2 –
Защита контактов RC-цепью**

Для момента размыкания нужно, чтобы R было как можно меньше, т.к. эффективность защиты при большом сопротивлении R падает (действует на контакты напряжение падения на нем). Нужно искать компромисс. Минимальное значение R определяется током $I_{Д\min}$ при замыкании (лучше, выбирать величину сопротивления как можно меньше, но для момента замыкания его значение должно быть большим, поэтому принимаем ток, равным $I_{Д\min}$).

Максимальное значение R определяется условиями размыкания. Начальное напряжение на контактах равно $U_K = I_0 R$. Если $R = R_L$, то мгновенное напряжение на контактах равно напряжению питания. Обычно этим и руководствуются, чтобы ограничить величину напряжения на контактах при размыкании величиной питающего напряжения. Тогда $\frac{U_0}{I_{Д\min}} < R < R_H$

(см. рисунок 10.16 (схема 3) для подавления выброса напряжения на индуктивной нагрузке при размыкании контактов). Величину C выбирают исходя из двух требований:

1. Пиковое напряжение на контактах не должно быть больше 300 В.
2. Начальная скорость нарастания напряжения на контактах должна быть меньше 1 В/мкс (чтобы не допустить дугового разряда). Это требование выполняется, если отношение емкости конденсатора к току нагрузки $\frac{C}{I_0} \geq 1 \text{ мкФ/А}$ или $C \geq I_0 \cdot 10^{-6} \Phi$ (ток в амперах).

Пиковое напряжение можно вычислить в предположении, что сопротивление проводов ничтожно, и в какой-то момент вся энергия, накопленная в индуктивности, переходит в конденсатор:

$$\frac{CU_{\text{СПИК}}^2}{2} = \frac{LI_0^2}{2} \Rightarrow U_{\text{СПИК}} = I_0 \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (10.1)$$

где I_0 – ток в нагрузке перед размыканием контактов.

Ограничивая $U_{\text{СПИК}} = 300 \text{ В}$, из формулы (10.1) имеем

$$C \geq \left(\frac{I_0}{300} \right)^2 L,$$

(для подавления выброса на нагрузке, схема 3, см. рисунок 10.16).

Здесь также надо предусмотреть возможность подавления «звона», т.е. выполнения условия

$$C \geq \frac{4L}{R_1^2},$$

где $R_1 = R_L + R + R_{\text{ПР}}$ $d = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$, если $d = 1$, то $\frac{2}{R} = \sqrt{\frac{C}{L}}$ и $C \geq \frac{4L}{R^2}$.

Последнее требование зачастую трудно выполнимо (бывает, что нужен конденсатор большой емкости, т.к. R_1 – это сопротивление катушки и проводов). Это условие выполняют по возможности. Если условие выполнить невозможно, дальнейшее решение связано с функционированием схемы.

RC -цепь применяется довольно широко для защиты контактов. Она сравнительно дешева, незначительно влияет на время отпускания реле (если они используются в качестве индуктивной нагрузки). Однако RC -цепь не является идеальной для защиты контактов. Наличие резистора определяет напряжения на контактах в начальный момент размыкания $U_{\text{КН}} = I_0 R$, что приводит к возникновению ранней стадии образования дугового разряда (рисунок 10.22).

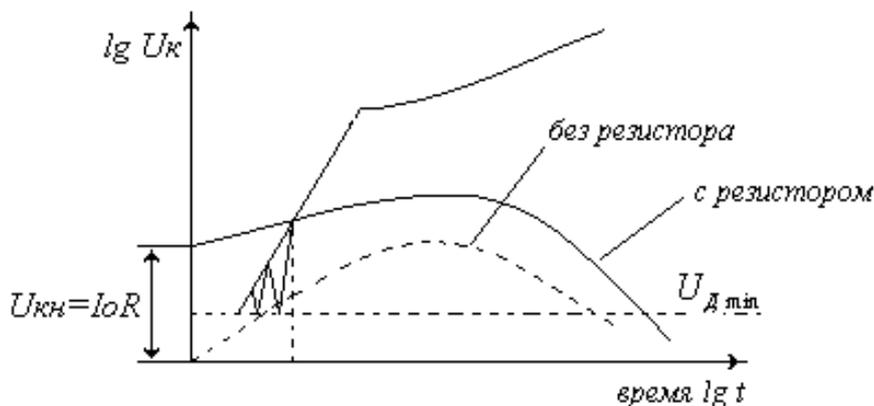
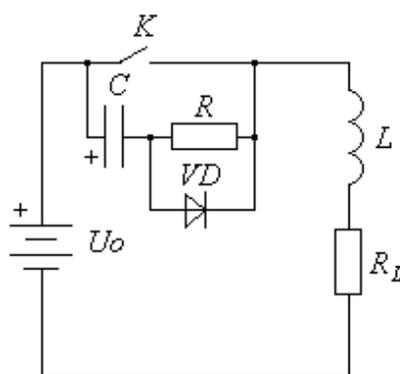


Рисунок 10.22. – Образование ранней стадии дугового разряда

Здесь, даже при скорости нарастания U_K меньшей, чем 1 В/мкс, в начальный момент будет образовываться дуга, правда, длится она недолго, но как факт существует. Это может быть достоинством в схемах с сильноточными контактами (по габаритам размеров и величине пропускаемого тока), где используется серебро (сульфид серебра разрушается).

Самой совершенной защитой контактов считается RC -цепь с диодом (рисунок 10.23). В ней преодолены недостатки предыдущих схем, хотя она и более сложная, и экономически невыгодная (больше элементов – выше стоимость). Когда контакты разомкнуты, конденсатор C заряжен до напряжения питания.



**Рисунок 10.23. – Схема 3 –
Защита контактов RC -цепью с диодом**

При замыкании C разряжается через R (диод заперт), который обеспечивает ток разряда через контакты.

При размыкании резистор шунтирован сопротивлением диода, смещенного в прямом направлении, что позволяет проходить току заряда через него почти беспрепятственно и в начальный момент $U_K = U_{д.пр.см}$. Напряжение пробоя диода должно быть больше напряжения питания, а допустимый ток – больше тока нагрузки. Величина емкости C выбирается, как и в предыдущей схеме.

Поскольку диод шунтирует резистор, компромисс в выборе резистора R для случая размыкания не нужен и его можно выбрать так, чтобы ток при замыкании ограничивался до величины не более $1/10$ минимального дугового тока (изношенные контакты). Тогда

$$R \geq \frac{10U_0}{I_{д\min}}$$

Таким образом, RC -цепь с диодом обеспечивает оптимальную защиту контактов.

10.9.3. Индуктивные нагрузки, управляемые транзисторным ключом

В качестве выключателя в электронных схемах часто используется транзистор (рисунок 10.24).

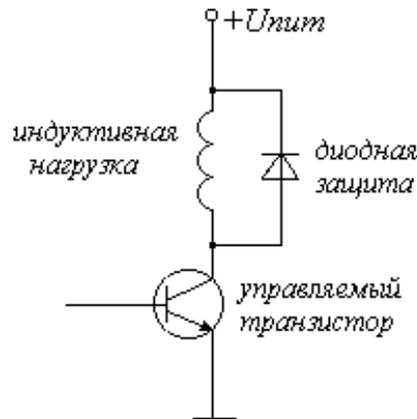


Рисунок 10.24. – Транзистор в качестве ключа

Нужно принимать меры, чтобы при отсечке тока транзистор не был выведен из строя выбросом напряжения, т.е. должно выполняться условие $U_{L \text{ пик}} \leq U_{\text{ОБР}}$. Наиболее эффективный и общепринятый способ – применение диода (см. приведенную схему или выходной каскад строчной развертки телевизоров). Для этих же целей можно использовать любую схему, применяемую для подавления выбросов напряжения на индуктивной нагрузке (одна из шести). Однако к расчету параметров таких цепей и выбору номиналов надо подходить очень внимательно.

Другой общепринятый способ защиты – это включение параллельно транзистору стабилитрона (рисунок 10.25).

При этом выполняется условие $U_{\text{ОБР}} > U_{\text{СТ}} > U_{\text{ПИТ}}$.

Еще один вариант защиты транзистора от перенапряжений осуществляется RC -цепью (рисунок 10.26).

Номиналы элементов выбираются по следующим формулам:

$$C \geq \frac{2LE_K^2}{U_m^2 R_1^2}, \quad R = \frac{U_m R_1}{\sqrt{2E_K}}$$

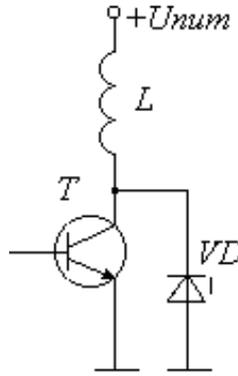


Рисунок 10.25. – Защита транзистора от обратного выброса стабилитроном

В этих формулах $E_K = U_{\text{ПИТ}}$, $U_m = E_{\text{проб}} - E_K$, $E_{\text{проб}}$ – пробивное напряжение транзистора (максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером).

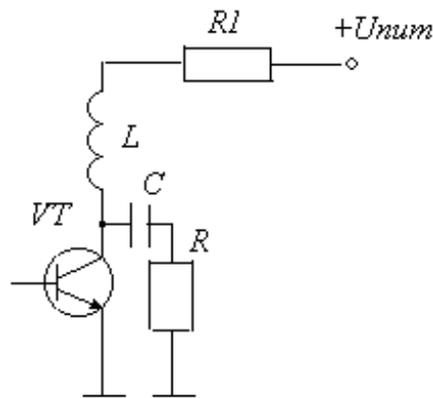


Рисунок 10.26. – Защита транзистора RC-цепью, подключенной к коллектору

Эти формулы верны с учетом запаса по пробивному напряжению U_m в $1,41 (\sqrt{2})$ раза.

Существуют специальные цепи формирования рабочей точки транзистора (ЦФРТТ), создаваемые с различной целью:

- рекуперация энергии;
- получение импульса специальной формы при включении или выключении и т.д.

Непременным условием для этих всех случаев является сохранение работоспособным коммутирующего элемента (транзистора в данном случае). При расчете ЦФРТТ следует обращаться к специальной литературе [2; 18].

10.10. Защита контактов при резистивной нагрузке

В случае резистивных нагрузок и источников питания напряжением менее 300 В тлеющий разряд не возникает.

Если напряжение питания превышает минимальное дуговое напряжение $U_{д\ min} = 12$ В, то и при замыкании, и при размыкании будет образовываться дуга. Перейдет ли она в самостоятельную дуговую пробой, зависит от величины тока нагрузки. Если ток нагрузки меньше минимального дугового тока $I_H < I_{д\ min}$, то дуга после возникновения быстро гаснет. При этом разрушение контактов будет минимальным, и их обычно в таких случаях не защищают.

Если ток нагрузки превышает $I_{д\ min}$, то при замыкании и размыкании формируется устойчивая дуга. Такая дуга сильно разрушает контакты, однако если величины токов и напряжений удовлетворяют паспортным данным контактов, то защита контактов может и не потребоваться.

Рассмотрим выбор защиты контактов при резистивной нагрузке.

При резистивной нагрузке напряжение при замыкании и размыкании контактов равно напряжению нагрузки. При коммутируемом напряжении $U_{пит} \leq 300$ В контакты от перенапряжений защищать не требуется. Защита контактов в данном случае осуществляется схемотехническим решением. Средством защиты контактов является ограничение начальной скорости нарастания напряжения на контактах с целью предотвращения возникновения дугового разряда. В данном случае рекомендуется схемы RC -цепи с диодом.

10.11. Рекомендации по выбору цепей защиты контактов

1. Для индуктивной нагрузки, потребляющей ток меньше дугового (минимального), защита контактов обычно не требуется.

2. Контакты неиндуктивных нагрузок, потребляющих ток, превышающий дуговой, должны иметь RC -цепь защиты с диодом; если при этом напряжение питания меньше 300 В, отпадает необходимость выполнения

неравенства $C \geq \left(\frac{I_0}{300}\right)^2 L$ и остается только реализовать условие

$$C \geq I_0 \cdot 10^{-6} \Phi.$$

3. Индуктивные нагрузки, потребляющие ток, превышающий дуговой, должны иметь защиту в виде диода либо контакты, ее коммутирующие, должны иметь защитную RC -цепь с диодами.

4. Индуктивные нагрузки, потребляющие ток, не превышающий минимальный дуговой, должны иметь защиту в виде RC -цепи или диода.

Пример 1

Катушка реле сопротивлением 150 Ом и индуктивностью 0,2 Гн питается от источника 12 В через серебряные контакты переключателя. Выбрать и рассчитать цепь защиты контактов (рисунок 10.27).

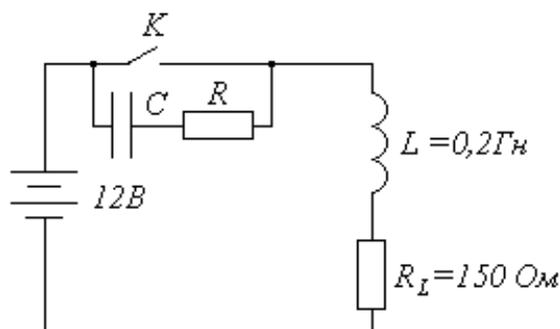


Рисунок 10.27. – Защита контактов RC -цепью

Решение. $I_H = \frac{12\text{В}}{150\text{Ом}} = 80\text{мА}$ — меньше минимального дугового

тока серебряных контактов. Согласно рекомендациям целесообразно использовать RC -цепь или диод. Подключение диода – тривиальное решение. Выбираем RC -цепь. Скорость нарастания напряжения должна быть меньше 1 В/мкс. Рассчитаем величину конденсатора:

$$C \geq I_0 \cdot 10^{-6} \Phi, \quad C \geq 80 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} = 80 \cdot 10^{-9} = 0,08 \text{ мкФ}.$$

Чтобы при размыкании U_K было меньше 300 В, емкость $C \geq \left(\frac{I_0}{300}\right)^2 L$:

$$C \geq \left(\frac{0,08}{300}\right)^2 0,2 \approx 1,42 \cdot 10^{-8} \Phi = 0,0142 \text{ мкФ}.$$

Из этих двух условий выбираем стандартное значение $C = 0,1\text{мкФ}$.

Сопротивление резистора $\frac{U_0}{I_{\text{Дmin}}} < R < R_H$, $\frac{12\text{В}}{0,4\text{А}} < R < 150\text{Ом}$,

$$30 < R < 150.$$

Выбираем $R = 100 \text{ Ом}$.

Пример 2

Электромагнитный тормоз индуктивностью 1 Гн и сопротивлением 53 Ом работает от источника постоянного тока 48 В через переключатель

с серебряными контактами. Выбрать (спроектировать) цепь защиты контактов.

Решение. Если использовать просто RC -цепь, то резистор должен быть больше 120 Ом (по формуле получается $\frac{48\text{В}}{0,4\text{А}}$) и меньше 53 Ом (имеем $R_{\text{Н}} = 53\text{Ом}$). Это невыполнимо. Поэтому следует взять RC -цепь с диодом.

Используем RC -цепь с диодом. $R \geq \frac{10U_0}{I_{\text{Д}}} = \frac{480}{0,4} = 1200\text{ Ом}$. Принимаем сопротивление равным $R = 1,5\text{ кОм}$.

Через катушку тормоза течет ток $I_{\text{Н}} = \frac{48\text{В}}{53\text{Ом}} \approx 0,9\text{А}$.

Чтобы ограничить скорость нарастания напряжения меньше или равной 1 В/мкс, должно выполняться условие $C \geq I_0 \cdot 10^{-6} = 0,9\text{ мкФ}$.

Чтобы напряжение на контактах не превышало 300 В, величина емкости конденсатора должна быть $C \geq \left(\frac{I_0}{300}\right)^2 L = \left(\frac{0,9}{300}\right)^2 1 = 9\text{ мкФ}$.

Из этих условий выбираем (рисунок 10.28) $C = 10\text{ мкФ}$.

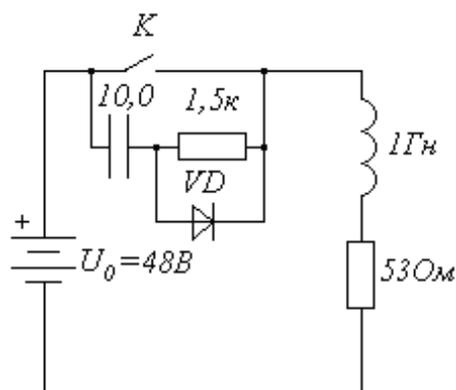


Рисунок 10.28. – Защита контактов RC -цепью с диодом

Однако конденсатор на рабочее напряжение 300 В и емкостью 10 мкФ имеет очень большие габариты. Поэтому рассмотрим другие способы защиты.

Например, если параллельно нагрузке поставить стабилитрон на 60 В и диод с $U_{\text{ОБР}} \geq 60\text{В}$, тогда максимальное напряжение на контактах будет $U_{\text{К}} = U_{\text{СТ}} + U_0 = 60 + 48 = 108\text{ В}$. Значит, нет необходимости выбирать

конденсатор защиты, чтобы он обеспечивал на контактах $U_{\text{КПИК}} \leq 300 \text{ В}$ (решено с помощью стабилитрона). В таком случае его можно выбрать из первого условия $C \geq 0,9 \text{ мкФ}$, т.е. $C = 1 \text{ мкФ}$ и $U_{C_{\text{max}}} = 108 \text{ В}$ (а не 150 В), при этом уменьшаются и габариты, и цена (рисунок 10.29).

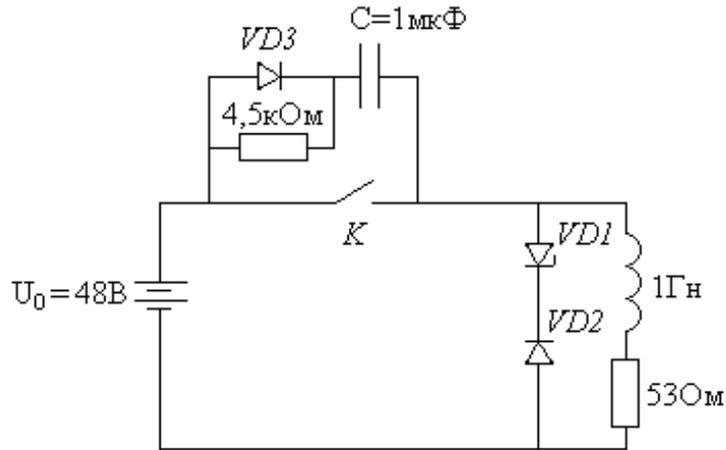


Рисунок 10.29. – Усовершенствование схемы защиты

Приведенные примеры являются классическими и не исчерпывают всех методов борьбы с индуктивными выбросами и гашением дуги. Например, изобретатель Мануэль Александр (патент в СССР №1170979, 1980 г.) [источник – журнал «Техника молодежи», № 11, 1992 г.] предлагает метод гашения дуги для увеличения быстродействия (рисунок 10.30) плавкой вставки (плавкого предохранителя).

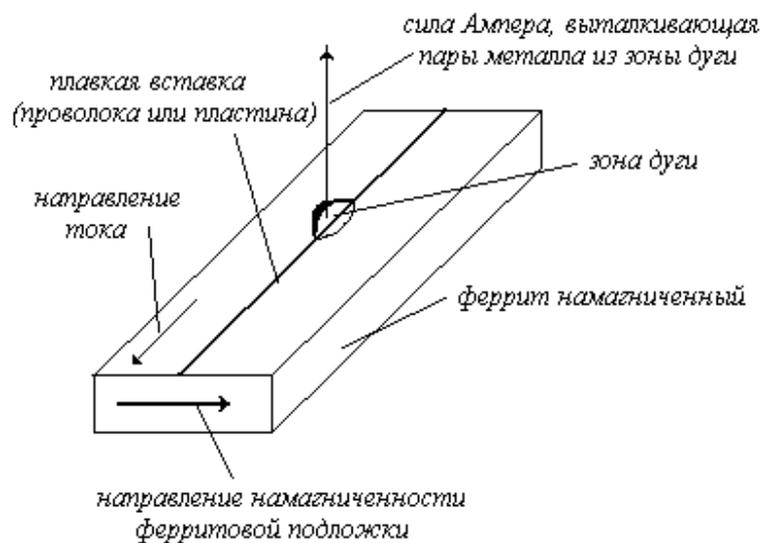


Рисунок 10.30. – Вариант увеличения быстродействия плавкой вставки

Плавкая вставка размещается вдоль бруска из феррита, который намагничен поперек направления линии тока. При возникновении дуги магнитное поле взаимодействует с током в дуге, и возникающая сила Ампера «отклоняет» дугу (по существу это плазма, пары металла) в сторону.

В силовых выключателях высокого напряжения дугу гасят струей сжатого воздуха или другого газа.

Недостаток заключается в том, что гасится уже возникшая дуга и не предпринимаются превентивные меры, предупреждающие возникновение дуги. Правда, в силовых цепях высокого напряжения приходится с этим мириться и применять различные способы гашения возникающей дуги. Речь идет не столько о помехах и шумах, сколько о сохранении дорогостоящего оборудования. Порой приходится идти на изменение среды (контакты в масле, элегазе SF₆). Элегаз – шестифтористая сера (веселящий газ), его электрическая прочность в 2,5 раза больше, чем у воздуха; кроме того, он отличается высокой пожаро- и взрывобезопасностью, в 5 раз тяжелее воздуха. Обычно оборудование в среде элегаза герметичное (высоковольтные выключатели), при этом конструкцией экранируются шумы коммутации. В самом же названии «элегаз» отражена не его химическая или физическая природа, а принадлежность к силовой электротехнике.

11. ИСТОЧНИКИ СЛУЧАЙНЫХ ШУМОВ

Даже в тех случаях, когда устранены все внешние связи по шумам, у каждой схемы остается теоретически минимальный уровень шумов, обусловленный наличием собственных или внутренних источников шумов. Можно определить эффективное значение таких шумов, но амплитуду их можно только предсказать вероятностными методами. Собственные шумы имеются почти у всех электронных компонентов. Наиболее важные типы этих шумов: тепловые, дробовые, контактные. Обсудим также импульсные шумы и методы измерения флуктуационных помех.

11.1. Тепловой шум

Тепловой шум возникает в результате теплового движения электронов в веществе, из которого состоит сопротивление как физическая величина. Тепловые шумы задают нижний уровень шумов, достижимый в схеме.

Действующее значение тепловых шумов в разомкнутой цепи, обусловлено наличием сопротивления и определяется по формуле Найквиста:

$$U_t = \sqrt{4kTBR},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К;

T – абсолютная температура, К;

B – полоса пропускания шумов, Гц;

R – сопротивление, Ом.

Пример. Сопротивление 100 кОм при $B = 10$ кГц и при $T = 290^\circ$ имеет $U_t = 4$ мкВ, при $B = 1$ МГц и при $T = 290^\circ$ – $U_t = 40$ мкВ).

Напряжение тепловых шумов пропорционально квадратным корням из полосы пропускания, сопротивления и температуры. Проще минимизировать шумы, выбирая минимальную полосу и сопротивление. Если необходимо снижать шумы дальше (изменения полосы и сопротивления не дали должного эффекта), применяют охлаждение устройства (обычно усилителя) или параметрический усилитель, не имеющий тепловых шумов.

Схемное представление тепловых шумов приведено на рисунке 11.1.

Шумящее сопротивление характеризуется напряжением

$$U_t = \sqrt{4kTBR} \text{ и током } I_t = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}.$$

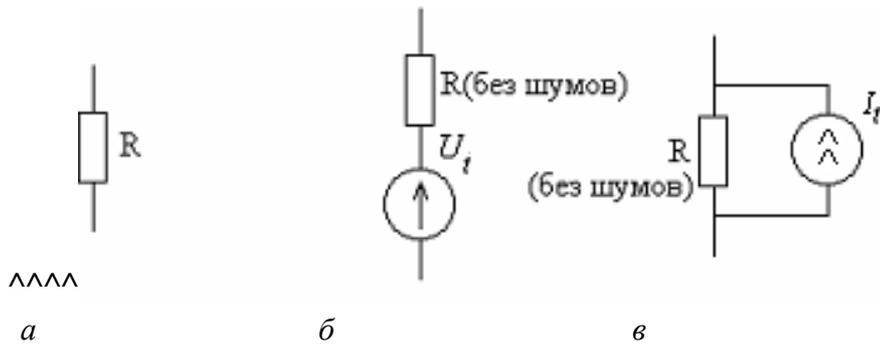


Рисунок 11.1. – Представление реального и идеальных сопротивлений (а), с генератором ЭДС (б), с генератором тока (в)

Тепловой шум является универсальной функцией, не зависящей от материала сопротивления (углеродистый резистор, проволочный резистор и медный провод одной и той же величины сопротивления шумят одинаково). Фактические шумы резистора могут быть больше тепловых шумов, но никогда меньше! (Имеют место дополнительные, т.е. избыточные шумы).

Элементы электрических схем могут создавать тепловые шумы только тогда, когда они рассеивают энергию. Например, идеальный конденсатор или идеальная индуктивность не создают шумов.

При термодинамическом равновесии энергия шумов, отдаваемая одним участком схемы, равна энергии, получаемой от остальной схемы.

Соединим два разных резистора (рисунок 11.2) разных значений сопротивлений (простейшая схема).

Генератор U_{t1} отдает сопротивлению R_2 мощность

$$P_{12} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} U_{t1}^2, \text{ или } P_{12} = \frac{4kTB R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}.$$

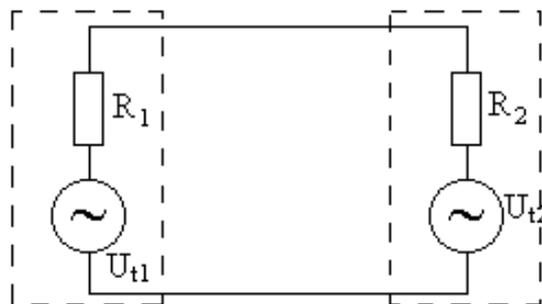


Рисунок 11.2. – Два соединенных резистора

Генератор U_{t2} отдает сопротивлению R_1 мощность $P_{21} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2} U_{t2}^2$, или $P_{21} = \frac{4kTB R_2 R_1}{(R_1 + R_2)^2}$.

Отсюда $P_{12} = P_{21}$, следовательно, оба резистора находятся в термодинамическом равновесии, т.е. при их соединении при данной температуре ни один из резисторов не нагревается и не остывает. Здесь не учитывают энергию, генерируемую и рассеиваемую одним и тем же резистором (каждый из них, сколько генерирует, столько и рассеивает при данной температуре). При равенстве сопротивлений $R_1 = R_2$ обмен мощностью между резисторами максимальный (согласованная цепь):

$$P_{12} = P_{21} = P_{\text{ш}} = \frac{U_t^2}{4R}.$$

В согласованной цепи $P_{\text{ш}} = kTB$ [Вт]. Величина kTB называется мощностью шумов на согласованной нагрузке. При $t = 17^\circ \text{C}$ $kT = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт.

Тепловые шумы, создаваемые любым произвольным образом соединенными пассивными компонентами, равны тепловым шумам, которые возникли бы на сопротивлении, эквивалентном действительной части полного сопротивления эквивалентной цепи. Это используется для вычисления шумов в сложной пассивной цепи.

11.2. Краткая характеристика тепловых шумов

Мощность тепловых шумов имеет равномерную частотную характеристику, иначе говоря, белый шум. Для любой определенной полосы частот в любой части спектра мощность тепловых шумов на согласованной нагрузке есть величина постоянная и не зависит от величин сопротивления. (Мощность в полосе 100–300 Гц равна мощности в полосе 10 000 100–10 000 300 Гц). На осциллографе напряжение шумов выглядит как шумовая дорожка (рисунок 11.3).



Рисунок 11.3. – Примерный вид шумов на осциллографе

Эффективное значение напряжения (тока) тепловых шумов определить нетрудно (по тепловому действию). Мгновенное же значение – сложно, т.к. оно является случайной величиной.

Мгновенная амплитуда теплового шума имеет гауссово (нормальное) распределение. Его среднее значение равно нулю, а эффективное $U_{\text{эфф}} = \sqrt{4kTBR}$ (рисунок 11.4).

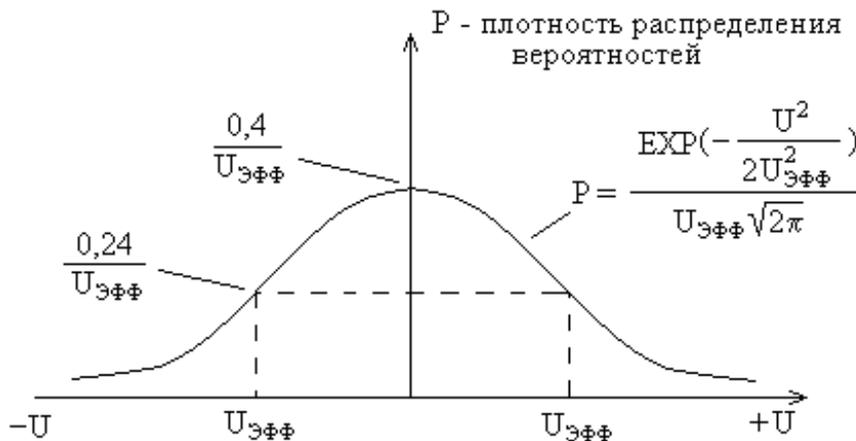


Рисунок 11.4. – Плотность вероятности распределения мгновенного значения амплитуды белого шума

Вероятность нахождения мгновенного значения напряжения между любыми двумя значениями равна интегралу от функции плотности распределения вероятностей между этими значениями. Ее максимум располагается возле нуля, что определяет факт наибольшей вероятности значений вблизи нуля.

Амплитудный фактор (пик-фактор) шумов (для синусоиды равен 1,41) определяется как отношение амплитуды к эффективному отношению шумов. Для теплового шума большие амплитуды маловероятны как в положительную, так и в отрицательную стороны. Поскольку кривая асимптотически приближается к нулю и никогда его не достигает, напряжение тепловых шумов сверху ничем не ограничено и амплитудный фактор должен быть равен бесконечности, что при расчетах вызывает трудности.

Обычно рассматривают только пики, которые занимают не менее 0,01% времени наблюдения и в этом случае амплитудный фактор тепловых шумов принимается равным – приблизительно 4.

11.3. Эквивалентная (эффективная) полоса пропускания шумов

Полоса пропускания шумов B есть полоса пропускания рассматриваемой схемы или системы. Она определяется при постоянном коэффициенте усиления в пределах полосы пропускания и нулевом усилении за ее пределами; для идеальных фильтров показана на рисунке 11.5.

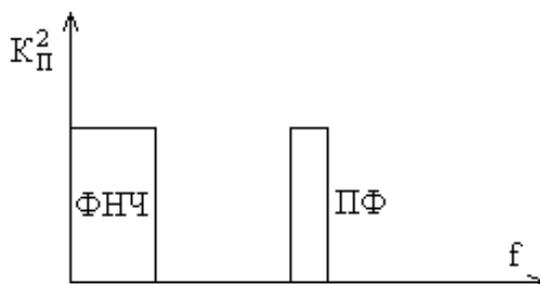


Рисунок 11.5. – Зависимость коэффициента усиления от частоты в случае идеального фильтра

Практические схемы имеют неидеальные характеристики (рисунок 11.6).

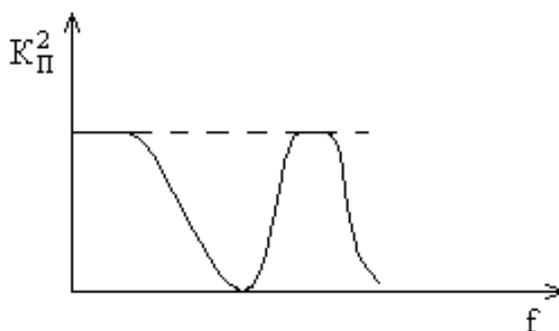


Рисунок 11.6. – Амплитудно-частотная характеристика реального фильтра

В этом случае проблема состоит в нахождении эквивалентной полосы, которую можно использовать для расчетов, т.е. дающей такие же результаты, что и при идеальном фильтре. Для белого шума определяются равные площади участков полосы (рисунок 11.7).

Для любой передаточной функции $K(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ существует эквивалентная шумовая полоса с постоянной величиной коэффициента передачи

$$K_0 \text{ и шириной полосы: } B = \frac{1}{|K_0|} \int_0^{\infty} |K(f)|^2 df.$$

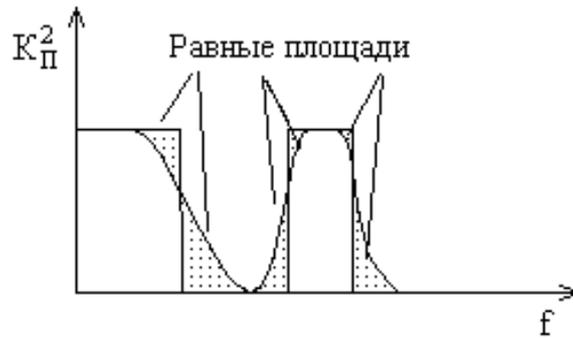


Рисунок 11.7. – К понятию эквивалентной (эффективной) полосы

Коэффициент K_0 обычно берется равным максимальному абсолютному значению коэффициента $K(f)$.

Пример. Определить эквивалентную шумовую полосу звена RC -цепи (рисунок 11.8).

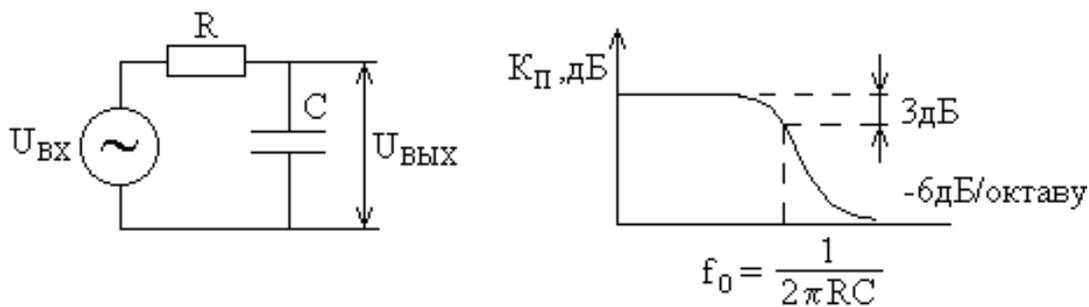


Рисунок 11.8. – Схема и частотная характеристика простого RC -звена

Коэффициент передачи

$$K(f) = \frac{f_0}{jf + f_0},$$

где $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, f_0 – частота, на которой $K(f)$ падает на 3 дБ.

Решение. При $f = 0$ $K(f) = 1$, т.е. имеет максимальное значение.

Тогда эквивалентная полоса пропускания будет определяться как

$$B = \int_0^{\infty} \left| \frac{f_0}{jf + f_0} \right|^2 df.$$

Берем модуль подынтегральной части, вычисляем подстановкой $f = f_0 \operatorname{tg} \Theta$. Тогда $df = f_0 \sec^2 \Theta d\Theta$.

Получаем

$$\begin{aligned}
 |B| &= \int_0^{\infty} \left| \frac{f_0}{jf + f_0} \right|^2 df = f_0^2 \int_0^{\infty} (f_0^2 + f^2)^{-1} df = \\
 &= f_0^2 \int_0^{\pi/2} f_0^{-2} (tg^2 + 1)^{-1} f_0 \frac{1}{\cos^2 \Theta} d\Theta = \\
 &= f_0^2 \int_0^{\pi/2} f_0^{-2} \frac{1}{\frac{\sin^2 \Theta}{\cos^2 \Theta} + 1} \cdot f_0 \frac{1}{\cos^2 \Theta} d\Theta = \int_0^{\pi/2} \frac{\cos^2 \Theta}{\sin^2 \Theta + \cos^2 \Theta} f_0 \frac{1}{\cos^2 \Theta} d\Theta = \\
 &= f_0 \int_0^{\pi/2} d\Theta = \frac{\pi}{2} f_0,
 \end{aligned}$$

т.е.

$$B = \frac{\pi}{2} f_0.$$

Эквивалентная шумовая полоса для такой схемы в 1,57 раза шире полосы, определенной по уровню минус 3 дБ. Этот результат применим для любого однополюсного фильтра. Можно применять и графическое интегрирование.

Эквивалентная шумовая полоса фильтра зависит от числа его полюсов. Можно привести величину эквивалентной шумовой полосы пропускания к полосе пропускания на уровне минус 3 дБ, а также высокочастотный спад амплитуды (таблица 11.1).

Таблица 11.1. – Характеристики эквивалентной полосы пропускания фильтров

Число полюсов	Эквивалентная полоса B / f_0	Высокочастотный спад, дБ/октаву
1	1,57	6
2	1,22	12
3	1,15	18
4	1,13	24
5	1,11	30

При увеличении числа полюсов (коэффициента прямоугольности) шумовая полоса приближается к полосе, определяемой по уровню минус 3 дБ.

11.4. Дробовой шум

Дробовой шум связан с прохождением отдельных носителей заряда через потенциальные барьеры. Он представляет собой флуктуации тока относительно среднего значения, вызываемые случайным характером эмиссии электронов и дырок. Этот шум имеет место в электронных лампах (процесс эмиссии электронов) и полупроводниковых приборах (хаотическая диффузия через базу и случайный характер генерации и рекомбинации пар электрон-дырка). У. Шоттки в 1918 г. показал, что ток этих шумов определяется как

$$I_{\text{ДР}} = \sqrt{2qI_{\text{=}}B},$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл;

$I_{\text{=}}$ – среднее значение постоянного тока;

B – полоса пропускания, Гц.

(Уравнения $I_t = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}$ и $I_{\text{ДР}} = \sqrt{q_0qI_{\text{=}}B}$ аналогичны по форме).

Плотность распределения мощности для дробовых шумов не меняется с частотой, а амплитуда имеет нормальное распределение. Разделив значение тока $I_{\text{ДР}}$ на корень квадратный из полосы пропускания, получим

$$\frac{I_{\text{ДР}}}{\sqrt{B}} = \sqrt{2qI_{\text{=}}} = 5,56 \cdot 10^{-10} \sqrt{I_{\text{=}}}.$$

Эта формула показывает, что, измерив ток, можно получить точное значение дробовых шумов через вакуумный диод (или полупроводниковый). Если преобладающим шумом диода будет дробовой шум (а это так и есть), то диод можно использовать в качестве источника шума, а шум определять измерением тока через диод. Такие шумовые диоды используются в приборах для измерения шумовых характеристик электронных и радиотехнических схем.

11.5. Контактные шумы

Контактные шумы вызываются флуктуациями проводимости вследствие несовершенства контакта между двумя материалами. Они встречаются в контактах реле, переключателях, контактных клеммах и т.д., а также в композиционных резисторах, угольных микрофонах, транзисторах

и диодах с напыленными проводниками, т.е. в устройствах, которые содержат множество сплавленных между собой мелких частиц. Контактные шумы имеют несколько названий:

- избыточные шумы – в резисторах;
- фликкер-шум – в электронных приборах;
- низкочастотные, или $1/f$, шумы.

Последнее название отражает специфическую характеристику контактных шумов.

Контактный шум прямо пропорционален величине постоянного тока. Плотность распределения мощности изменяется (в отличие от теплового и дробового) как величина, обратная частоте $1/f$, а распределение амплитуд также имеет вид гауссовой кривой.

Ток шумов I_f ($I_{ш}$) связан соотношением

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} = \frac{kI_{\equiv}}{\sqrt{f}},$$

где I_{\equiv} – среднее значение тока, А;

f – частота, Гц;

B – полоса пропускания относительно центральной частоты, Гц;

k – постоянная величина, зависящая от материала контакта и его конфигурации.

Величина контактных шумов из-за их специфической характеристики $1/f$ на низких частотах может стать очень большой, поэтому в низкочастотных схемах на них следует обращать особое внимание.

11.6. Импульсные шумы

Импульсные (или взрывные) шумы впервые обнаружены в полупроводниковых диодах, а потом и в интегральных схемах. Если их усилить и подать на громкоговоритель, то звук будет похож на шум лопающихся при поджаривании кукурузных зерен (шипящий фон тепловых шумов). Этот шум иногда называют шумом лопающегося зерна. Эти шумы обусловлены производственными дефектами в переходе полупроводникового прибора (обычно это металлические примеси). При улучшении технологии их можно снизить или исключить вовсе. Но как факт они существуют. Импульсы таких шумов по своей природе являются токовыми, поэтому напряжение импульсных шумов тем больше, чем больше сопротивление цепи.

На осциллограмме запоминающего осциллографа они могут выглядеть как на рисунке 11.9.

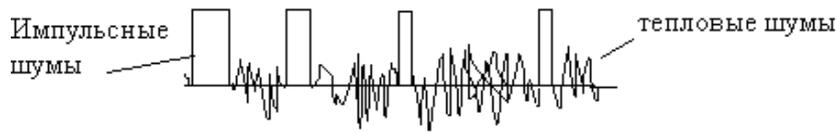


Рисунок 11.9. – Примерный вид импульсных шумов на экране запоминающего осциллографа

Длительность импульсных шумов составляет от микросекунд до секунд. Они изменяются по непериодическому закону с периодичностью от нескольких сот импульсов в секунду до одного в минуту (если проявляются вообще).

Амплитуда импульсов для любого конкретного устройства фиксирована, т.к. зависит от параметров конкретных дефектов перехода. Обычно амплитуда в 20–100 раз превышает амплитуду тепловых шумов (т.е. в 2–100 раз выше $4U_{\text{эфф}}$).

Плотность распределения мощности импульсных шумов имеет зависимость вида $1/f^n$, где n обычно равно 2. Поскольку этот шум представляет собой явление, связанное с наличием тока, то напряжение импульсных шумов будет наибольшим в высокоомных цепях, например, на входе операционного усилителя, КМОП-структурах и т.п.

11.7. Сложение напряжений шумов

Напряжения и токи шумов различных типов возникают независимо друг от друга и статистически не связаны друг с другом. Мощности генераторов шумов складываются, и тогда

$$U_{\text{ОБЩ}}^2 = U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 .$$

Общее эффективное напряжение шумов

$$U_{\text{ОБЩ}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2} .$$

Если источники шумов статистически связаны, то

$$U_{\text{ОБЩ}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2\gamma U_1 U_2} ,$$

где γ – коэффициент корреляции (от +1 до минус 1):
 $\gamma=0$, если U_1 и U_2 статистически не связаны друг с другом;
 $\gamma=1$ или $\gamma=-1$, если U_1 и U_2 жестко связаны друг с другом.
 При промежуточных значениях γ шумы имеют частичную связь.

11.8. Измерение напряжения случайных шумов

Шумы обычно измеряют на выходе схемы или усилителя. Это делается по двум причинам:

- шумы на выходе больше по мощности и их проще измерить;
- это исключает возможность нарушения экранировки входной цепи, заземления или балансировки.

Для того чтобы узнать шум на входе устройства, измеряют шум на выходе и делят на коэффициент передачи.

Большинство вольтметров предназначено для измерения синусоидальных напряжений. Как они будут измерять шумы?

Измеритель шумов должен отвечать трем основным требованиям:

- реагировать на мощность шумов;
- амплитудный фактор прибора должен быть не менее 4;
- его полоса пропускания должна быть в 10 и более раз шире полосы, пропускаемой измеряемой схемой.

Наилучшим прибором для измерения напряжения шумов будет вольтметр, измеряющий действующее (эффективное) напряжение при условии, что он имеет достаточно широкую полосу пропускания и амплитудный фактор не менее 3 (погрешность 1,5%) или 4 (0,5%) (т.е. не ограничивает такие выбросы амплитуды). Корректировать показания такого вольтметра не требуется.

Наиболее широко используются вольтметры переменного тока, реагирующие на среднее значение сигнала, однако шкала у них проградуирована в эффективных значениях. В таких приборах стоят диод и индикатор постоянного тока, реагирующий на среднее значение сигнала (магнитоэлектрический прибор). Эффективное значение сигнала синусоидальной формы в 1,11 раза превышает его среднее значение.

$$(U_{\text{CP}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{Ш}}, U_{\text{ЭФФ}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{Ш}}, \frac{U_{\text{ЭФФ}}}{U_{\text{CP}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} = 1,1107208.)$$

Шкала таких вольтметров откалибрована с учетом этой величины. У белого шума эффективное значение выше среднего в 1,25 раза. Поэтому

при измерении белого шума вольтметр среднего значения дает сильно заниженные показания. Если амплитудный фактор и полоса пропускания такого вольтметра достаточны, то его можно использовать для измерения действующего значения белого шума, умножая его показания на 1,13 или добавляя к ним 1,1 дБ.

Пиковые вольтметры для измерения напряжений белого шума не применяют, т.к. их показания будут зависеть от заряда–разряда емкости, т.е. индивидуальных особенностей экземпляра прибора.

При определенных навыках для измерения белого шума можно использовать осциллограф. Преимущество такого способа измерения заключается в том, что шумы или наводку определяют в сети 50 Гц. Эффективное значение белого шума составляет $\sim 1/8$ от двойного значения амплитуды (т.е. размаха), измеряемой на осциллографе. При этом величину шума, превышающую 1–2 пика кривой сигнала, учитывать не следует.

Измерять напряжение белого шума можно и с помощью других приборов, характеристики которых приведены в таблице 11.2.

Таблица 11.2. – Характеристики приборов и их возможности для измерения напряжения белого шума

Тип измерительного прибора	Поправочный коэффициент	Примечания
Измеритель действующих значений (измеритель мощности с тепловой головкой)	Не требуется	Полоса пропускания прибора более чем в 10 раз больше шумовой полосы, амплитудный фактор прибора ≥ 3
Измеритель средних значений	Показания вольтметра умножить на 1,13 (или добавить 1,1 дБ)	То же. Чтобы исключить ограничение пиков, измерения проводить в нижней половине шкалы
Измеритель пиковых значений	–	Не применяется
Осциллограф	Действующее значение составляет $\sim 1/8$ двойного амплитудного значения	Обращать внимание на отсутствие наводок сети. Редкие импульсы большой амплитуды во внимание не принимать

11.9. Внешние шумы и методы борьбы с ними

Внешние шумы занимают важное место в изучении электромагнитной совместимости РЭС. После того как электронное средство создано, оно должно выполнять свои функции в реальной обстановке электромагнитных шумов. На месте работы РЭС конкретная точная электромагнитная

обстановка заранее неизвестна, поэтому требования к РЭС при проектировании задаются для конкретной модели электромагнитной обстановки, основанной на некоторых статистических данных и предыдущем опыте. Чтобы выполнить задачу по электромагнитной совместимости как при проектировании, так и при эксплуатации РЭС, необходимо подробнее рассмотреть шумы, излучаемые внешними объектами, и методы борьбы с такими шумами. Основными источниками внешних шумов излучения являются:

- атмосферные шумы;
- космические шумы;
- шумы теплового излучения Земли и шумы поглощения в газах и осадках;
- промышленные шумы;
- шумы различных радиостанций и высокочастотного технологического оборудования;
- пассивные шумы, связанные с флуктуацией уровня и фазы радиосигналов в процессе их распространения.

Атмосферные шумы, космические шумы, шумы теплового излучения Земли по спектральному составу в пределах полосы пропускания реального радиоэлектронного устройства похожи на белый тепловой шум, и методы борьбы с ними похожи. Однако по влиянию на РЭУ в различных диапазонах и по пространственному распределению они различны. Основное внимание будет уделено шумам радиостанций и высокочастотного технологического оборудования, т.е. непосредственно проблемам ЭМС. Однако другие шумы необходимо учитывать.

11.9.1. Атмосферные шумы

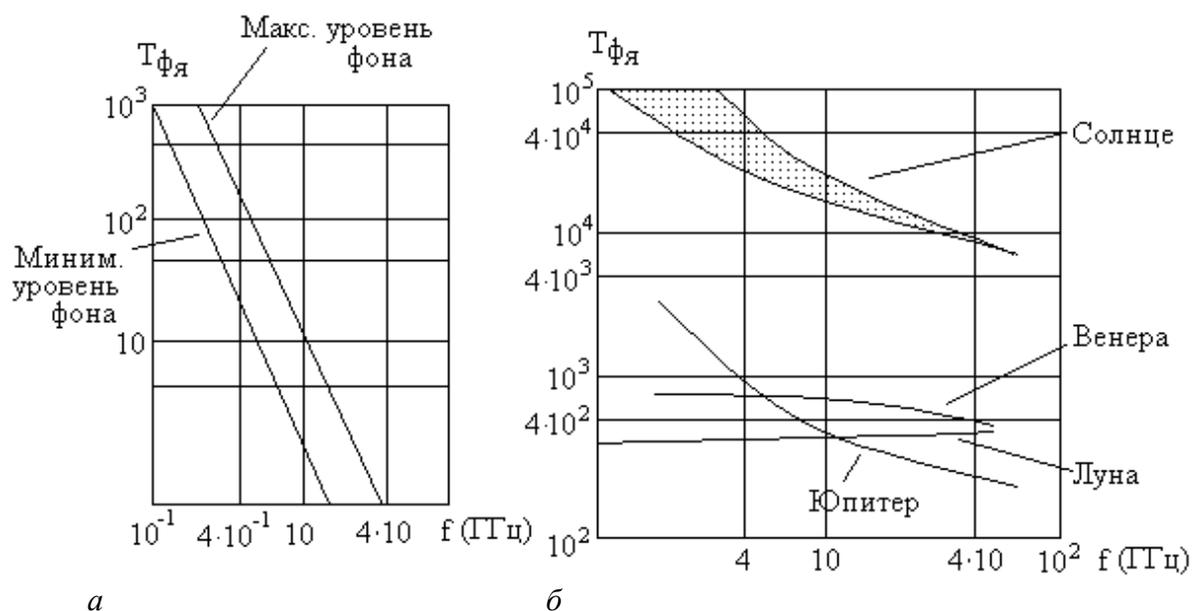
Источником атмосферных шумов являются грозовые разряды, представляющие собой аperiodические и колебательные импульсы атмосферного электричества длительностью в единицы миллисекунд. Наибольшая спектральная плотность атмосферных шумов приходится на область звуковых частот 300–10 000 Гц. В диапазоне ультракоротких волн (УКВ) влияние этих шумов практически незаметно, исключая случаи близкого грозового разряда. От влияния шумов можно избавиться, применяя антенны с управляемой диаграммой направленности. Пространственно-временное распределение атмосферных шумов в месте приема определяется его географическим положением относительно мировых центров грозовой деятельности и климатическими особенностями района места приема.

11.9.2. Космические шумы

Источником космических шумов является межзвездное пространство (излучение межзвездного водорода, реликтовое радиоизлучение), звезды (в т.ч. Солнце), Луна, планеты, т.е. отдельные более или менее мощные источники на общем галактическом фоне. Шумы космического происхождения оцениваются яркостной температурой $T_{\text{Я}}$ (температура, до которой надо нагреть сопротивление, согласованное с входом приемника, чтобы оно давало такую же мощность, что и источник шума):

$$P_{\text{ш}} = kT_{\text{Я}}\Delta f, \quad k = 1,38 \cdot 10^{-22} \text{ Дж/кГц}.$$

Уровень фона космических шумов падает с ростом частоты (рисунок 11.10).



а – шумовая температура фона галактики;

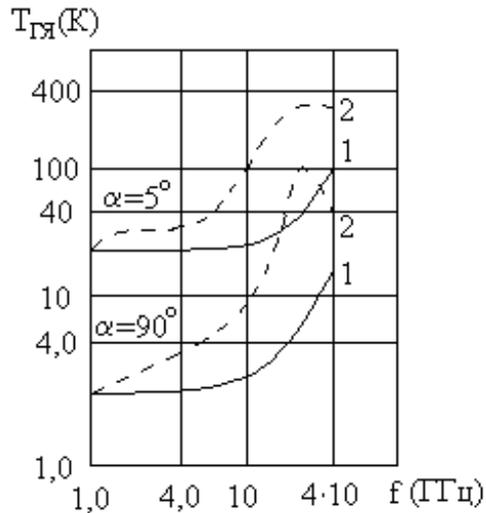
б – шумовая температура отдельных космических источников

Рисунок 11.10. – Частотные характеристики космических шумов

Ослабить влияние космических шумов можно, правильно ориентируя антенны; максимумы их диаграмм направленности не должны попадать на дискретные источники космического излучения. Дискретные источники космического радиоизлучения иногда используются для юстировки больших антенн и радиотелескопов. Например, некоторые дискретные источники радиоизлучения: Солнце, Луна (угловой размер обоих $\approx 30'$); Лебедь А, Кассиопея А, Крабовидная туманность в созвездии Тельца, Дева А, Центавр А (угловой размер $\leq 3' \div 5'$).

11.9.3. Шумы теплового излучения Земли и шумы поглощения в газах и осадках

Земля как всякое нагретое тело излучает поток теплового и радиоизлучения. Часть его проходит через границу раздела Земля–атмосфера и определяет яркостную температуру в том или ином диапазоне, а часть отражается обратно вглубь Земли. Обычно $T_{\text{Я}} = 300 \text{ К}$. Атмосфера как совокупность газов также дает вклад в шумы излучения. Газы обычно селективно поглощают энергию на некоторых частотах, а следовательно, и излучают на них. Яркостная температура газов и паров воды $T_{\text{ГЯ}}$ в значительной степени зависит от угла подъема диаграммы направленности антенны от горизонта: она максимальна при $\alpha = 0$, т.к. в создании шумов участвует большая толща газов, и минимальна при $\alpha = 90^\circ$, где все наоборот. Кислород активно поглощает на длине волн: 0,5 см (15 дБ/км) и 0,25 см (меньше 2 дБ/км). Пары воды – на длине волн: 1,35 см (0,2 дБ/км); 1,5 мм (20 дБ/км) и 0,75 м (30 дБ/км). Зависимость яркостной температуры атмосферы от частоты представлена на рисунке 11.11.



1 – сухой воздух; 2 – влажность 20%

Рисунок 11.11. – Зависимость яркостной температуры атмосферы Земли от частоты

Яркостная температура атмосферы зависит от плотности водяных паров. Ее максимум совпадает с максимумом полосы поглощения водяного пара.

11.9.4. Промышленные шумы

Источником промышленных помех являются электроустановки, применяемые на предприятиях, в строительстве, на транспорте, в быту и медицине (таблица 11.3). Спектр таких шумов чрезвычайно широк. Он охватывает диапазон от звуковых частот до частот порядка 500 МГц и выше. Спектральная плотность промышленных шумов падает с ростом частоты. Географическое распределение промышленных шумов крайне неоднородно. В диапазоне средних волн интенсивности промышленных и атмосферных шумов соизмеримы. Интенсивность промышленных шумов в большинстве случаев намного больше для вертикально поляризованной компоненты электрического поля (это, в частности, определило для ТВ-вещания в УКВ-диапазоне выбор горизонтальной поляризации). Методов ослабления промышленных шумов много, в т.ч. и ранее рассмотренные, однако наиболее эффективное средство – это борьба с ними в месте возникновения.

Таблица 11.3. – Характеристики некоторых источников промышленных помех

Источник помех	Частота повторения, c^{-1}	Длительность импульса, с
Люминесцентные лампы	10^2	10^{-7}
Системы зажигания: на холостом ходу; в рабочем режиме	10^2	10^{-8}
	10^3	10^{-8}
Реле и обычные соленоиды (АТС)	10^3	10^{-7}
Печатающие машинки (с электроприводом)	1	10^{-7}
Телетайпы	10	10^{-7}
Коллекторные двигатели	10^3	10^{-8}
Выключатели: настенные; станочные	10^{-4}	10^{-6}
	10^{-3}	10^{-7}

11.9.5. Шумы различных радиостанций и высокочастотных генераторов технологического оборудования

Шумы, создаваемые различными радиостанциями и высокочастотными генераторами, бывают преднамеренными (организованными) и непреднамеренными.

Непреднамеренные шумы специально не создаются для нарушения функционирования радиосистем и аппаратуры. Они могут быть вызваны

нарушением регламента работы и распределения радиочастот. Это может быть недостаточная чистота спектра радиопередатчика, а также другие причины непреднамеренного характера.

Преднамеренные помехи широко применяются в военном деле как эффективный метод подавления радиотехнических средств противника. Наряду с полосным поражением радиоканала (частота помехи совпадает с частотой настройки приемного устройства) применяются внеполосные помехи, попадающие в полосу преселектора приемника и приводящие к прекращению работы радиоприемного устройства вследствие нелинейных процессов, хотя частота не совпадает с частотой настройки. (Иногда непреднамеренная помеха по своему действию не уступает, а то и превышает преднамеренную помеху).

11.9.6. Пассивные помехи

Пассивные помехи связаны с флуктуациями уровня и фазы радиосигналов в процессе их распространения, а также с отражением сигналов от различных поверхностей, что приводит к дефектам работы радиоканала (появление повторов, маскировка сигналов и т.д.).

Флуктуации уровня и фазы возникают в ионосфере и тропосфере из-за многолучевого характера распространения радиоволн и вызывают замирания радиосигнала в месте приема (фединги).

Отражения характерны для ультракоротких и сверхвысокочастотных радиоволн при приеме в условиях плотной застройки, а также при наличии высотных зданий и сооружений.

12. ШУМЫ ГЕНЕРАТОРОВ И УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТЫ

12.1. Шумы передающих устройств

Основной причиной шумов, излучаемых в пространство передающими устройствами, генераторами и усилителями мощности радиочастоты, является недостаточная чистота спектра усиливаемых сигналов (рисунок 12.1).

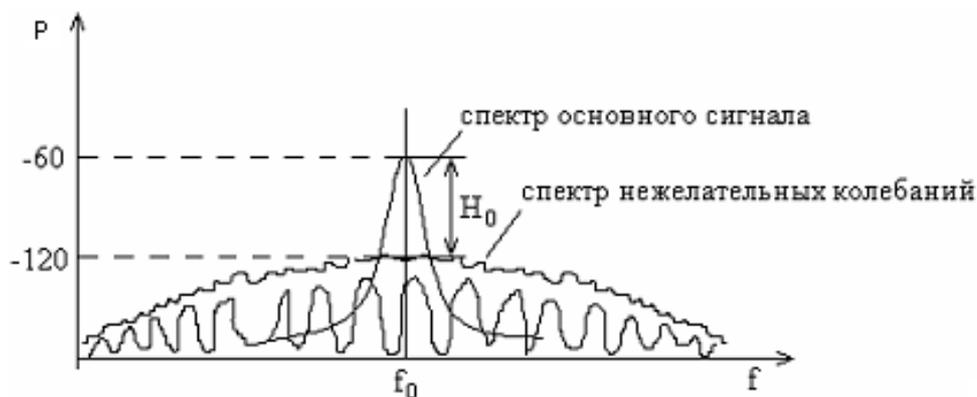


Рисунок 12.1. – Примерный вид сигнала, излучаемого передатчиком

1. Шумовое излучение.

Даже при соблюдении регламента излучение радиопередатчика может служить помехой для близко расположенных приемников и настроенных на соседние каналы, т.к. имеется мощное шумовое излучение. Путь снижения шумового излучения – применение эффективных фильтров, а также малошумящих элементов в трактах низкого уровня мощности (в трактах высокого уровня тоже применяются такие методы).

2. Излучение гармонических и субгармонических составляющих.

Нежелательное излучение может представлять собой излучение из гармонических и субгармонических составляющих несущей частоты передатчика, а также колебаний интермодуляционных и комбинационных частот, связанных с нелинейными процессами.

Метод борьбы с такими шумами излучения – применение высокоэффективных фильтров и усилительных элементов с высокой линейностью характеристики. Кроме всего прочего необходимо применять экранирование как от излучения, так и для уменьшения наводок по проводам, выходящим за пределы усилителя мощности.

3. Паразитные колебания в генераторах и усилителях мощности.

Паразитные колебания возникают на распределенных и паразитных реактивностях элементов, а т.к. рядом находится мощный усилительный или генераторный прибор, то для некоторых составляющих паразитных колебаний выполняются условия самовозбуждения. Поэтому на нагрузке, наряду с основным колебанием, может появиться одна, две, а то и целый ряд спектральных составляющих, которые дают ненужные побочные излучения, т.е. шумы, которые могут служить причиной помех другим средствам. Иногда паразитные колебания проявляются настолько сильно, что в мощных передатчиках приводят к пробое изоляции, повреждению усилительных приборов и т.д. (рисунок 12.2).



Рисунок 12.2. – Вариант существования паразитных колебаний

Паразитные колебания системы на частотах, отличных от основной, возникают благодаря образованию на этих частотах положительных обратных связей, иногда общих с основным колебанием.

Паразитные колебательные системы могут возникнуть и при отсутствии паразитных обратных связей, если усилительный элемент имеет (может иметь) падающий участок вольт-амперной характеристики (туннельный диод, диод Ганна, динаatronный эффект лампового тетрода и т.д.).

Для борьбы с паразитными колебаниями применяют меры конструктивного и схемного характера.

При конструировании необходимо как можно больше ослабить паразитные обратные связи: разнос сеточных и анодных, базовых и коллекторных цепей, уменьшение длины всех соединений, уменьшение количества дросселей и холостых витков катушек, экранирование отдельных контуров и всего устройства в целом.

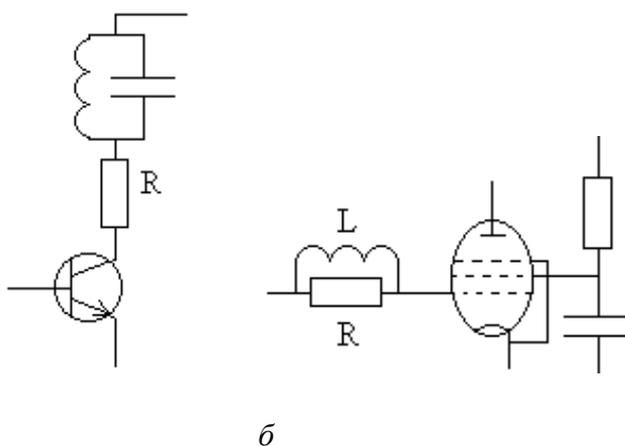
Однако этих мер может быть недостаточно, тогда применяют схемотехнические меры.

Для полного устранения паразитных колебаний (самовозбуждения) следует нарушить условие самовозбуждения: $K_{OC.П} S_{CP} R_{Э.П} > 1$. Коэффициент усиления по замкнутой цепи обратной связи должен быть больше 1.

Уменьшение $K_{OC.П}$ и $R_{Э.П}$ ведет к срыву баланса амплитуд.

Для снижения $K_{OC.П}$ уменьшают сопротивление участка сетка–катод (база–эмиттер) для токов паразитных частот, т.е. увеличивают емкость на этом участке. Это легко сделать при емкостной связи с контуром возбуждителя.

Для снижения $K_{OC.П}$ также увеличивают затухание колебаний в паразитных цепях путем введения в эти цепи небольших безындукционных сопротивлений в диапазоне 1–100 Ом, которые не влияют на колебания рабочей частоты. Эти сопротивления часто шунтируются небольшой индуктивностью L и включаются в сеточные, анодные (базовые, катодные) цепи. Для токов паразитных колебаний эти сопротивления оказываются чисто активными ($\omega L \gg R$) и резко снижают эквивалентное сопротивление паразитных контуров (рисунок 12.3).



***a* – установка малого сопротивления в коллекторную цепь транзистора;
б – установка малого сопротивления в цепь сетки лампы**

Рисунок 12.3. – Пример включения малого сопротивления для устранения паразитных колебаний

12.2. Шумы излучения радиоприемных устройств и некоторые способы их подавления

Современные гетеродинные и супергетеродинные приемники могут также служить источником излучения. Прежде всего, это излучение гетеродина (в приемниках с несколькими промежуточными частотами могут быть несколько гетеродинов), а также цифровых синтезаторов гетеродинных

частот. Обычно самое мощное излучение приемника идет через приемную антенну.

1. Гетеродины приемников следует рассматривать как маломощные высокочастотные генераторы (они таковые и есть). Для уменьшения излучения гетеродинов следует применять как конструктивные, так и схемотехнические меры.

Конструктивные меры – экранирование как контуров гетеродина, так и всего гетеродина в целом.

Схемотехнические меры: 1) применение усилителей высокой частоты с преселекторами; 2) применение балансных смесителей (рисунок 12.4).

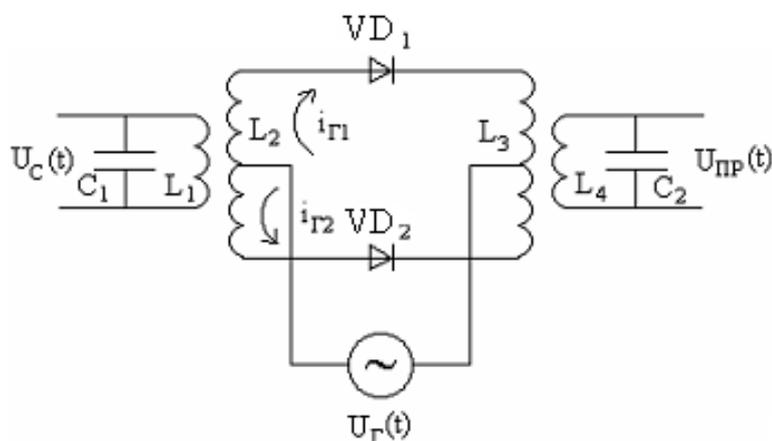


Рисунок 12.4. – Вариант схемы балансного смесителя

При балансе схемы ($i_{Г1} = i_{Г2}$) ток гетеродина в контуре сигнала отсутствует.

2. Усилители промежуточной частоты также следует рассматривать как источник шумов.

В случае работы приемника с эффективной антенной (особенно без усилителя высокой частоты) токи промежуточной частоты проникают в антенну и интенсивно излучаются. По этой (и не только по этой) причине номиналы промежуточных частот стандартизируют, что позволяет проектировщикам осуществлять выбор промежуточных частот.

Способы борьбы с излучением токов промежуточной частоты (ПЧ):

- 1) экранирование контуров ПЧ;
- 2) применение фильтров в преселекторе (максимальное количество);
- 3) применение фильтра-пробки в антенном контуре, настроенного на промежуточную частоту (рисунок 12.5).

Приведенные схемы не исчерпывают всех способов борьбы с излучением приемных устройств. Для каждого построения и структурной схемы приемника конкретные схем подавления излучения могут быть разными.

Конкретный выбор определяется проектировщиком, а рекомендации и методы расчета даются в специальной литературе по расчету радиоприемных устройств и другой литературе [2; 3; 18].

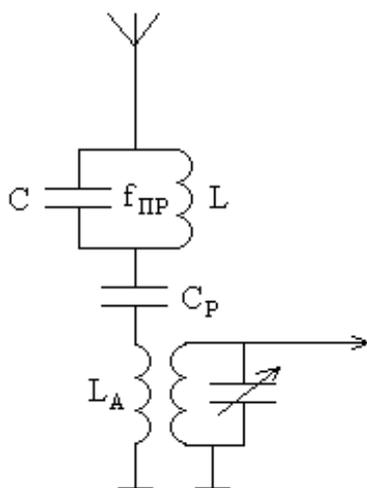


Рисунок 12.5. – Схема антенного контура с фильтром-пробкой

12.3. Контактные помехи

Специфическим видом излучаемых шумов являются так называемые контактные помехи, иначе говоря, переизлучаемые шумы. Они возникают при работе передатчиков, размещенных на ограниченной площади вместе с радиоприемными устройствами, например, на кораблях, самолетах либо вертолетах, космических аппаратах, автомобилях и т.п. В таких случаях в мощном поле излучения антенны оказываются контакты с нелинейными сопротивлениями либо просто переменными во времени сопротивлениями. Нелинейное сопротивление, например, представляет собой окись меди в контакте со сталью. Переменные во времени сопротивления, например, болтающийся кусок стального троса из такелажа судна.

В местах таких контактов и в связанных с ними электрических цепях возникают интенсивные переизлучения в достаточно широком диапазоне частот.

Методы борьбы – слежение за исправностью контактов, исправностью антенно-мачтовых устройств, надежная металлизация бортовых радиотехнических комплексов (электрический контакт для крепежных деталей следует делать отдельным устройством).

Схемные меры – обычные меры борьбы с импульсными помехами и помехами с широким спектром частот.

Конструктивные меры – заземление, изоляция, экранирование.

13. ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ. КАНАЛЫ ПАРАЗИТНОГО ПРИЕМА

Основная масса радиоприемных устройств в настоящее время строится по супергетеродинной схеме, которая предполагает наличие преобразователя (т.е. переносчика) частоты сигнала в промежуточную частоту. Смысл преобразования в том, что сравнительно мощный сигнал гетеродина изменяет коэффициент передачи (крутизну) нелинейного элемента, в результате чего получается ряд комбинационных частот, одну из которых выбирают в качестве промежуточной (обычно самую низкую по частоте).

Схема преобразователя показана на рисунке 13.1.

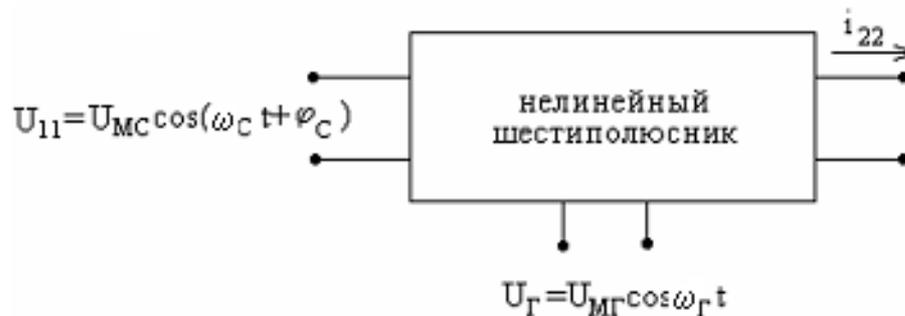


Рисунок 13.1. – К рассмотрению принципа преобразования

Амплитудная характеристика преобразователя частоты $I_{М.ПР} = f(U_{MC})$. Здесь имеем в виду зависимость тока промежуточной частоты от напряжения входного сигнала. Однако он же (ток $I_{ПР}$) зависит и от напряжения гетеродина.

Выходной ток ($I_{ПР} = i_{22}$) при коротком замыкании выхода может быть представлен разложением через малые приращения аргумента (ряд Тейлора):

$$i_{22} = i(0) \Big|_{U_G} + i'(0) \Big|_{U_G} \Delta U_{11} + \frac{1}{2!} i''(0) \Big|_{U_G} \Delta U_{11}^2 + \frac{1}{3!} i'''(0) \Big|_{U_G} \Delta U_{11}^3 + \dots$$

где $i^n(0)_{U_G}$ – производные $\left(\frac{di_{22}}{dU_C} \right)_{U_G}^n$.

Все производные зависят от напряжения U_G , а т.к. U_G – периодическая функция, то и $i^n(0)_{U_G}$ являются периодическими функциями с периодом гетеродина и обусловлены нелинейностью преобразовательного

элемента, параметры которого меняются с частотой гетеродина. Их можно представить в виде рядов Фурье:

$$i(0) \Big|_{U_{\Gamma}} = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{mn} \cos n\omega_{\Gamma}t,$$

$$i'(0) \Big|_{U_{\Gamma}} = S_0 \sum_{n=1}^{\infty} S_{mn} \cos n\omega_{\Gamma}t,$$

$$i''(0) \Big|_{U_{\Gamma}} = S'_0 \sum_{n=1}^{\infty} S'_{mn} \cos n\omega_{\Gamma}t,$$

$$i'''(0) \Big|_{U_{\Gamma}} = S''_0 \sum_{n=1}^{\infty} S''_{mn} \cos n\omega_{\Gamma}t.$$

Если $\Delta U_{11} = U_{mC} \cos(\omega_C t + \varphi_C)$, то в выходном токе будут присутствовать гармоники:

- $n\omega_{\Gamma}$, в которых n задано в формуле для $i^n(0)$;
- $m\omega_C$, в которых m определяется из соответствующих степеней ΔU_{11} , а также комбинационные составляющие:

$$\omega_K = m\omega_C \pm n\omega_{\Gamma} \text{ при } m\omega_C > n\omega_{\Gamma},$$

$$\omega_K = m\omega_{\Gamma} \pm n\omega_C \text{ при } m\omega_{\Gamma} > n\omega_C,$$

где m и n – соответствуют числам натурального ряда: 1, 2, 3 и т.д.

Если в качестве промежуточной частоты выбрана комбинационная частота $\omega_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega_C$ (верхнее преобразование частоты), то амплитуда тока промежуточной частоты (переменная составляющая)

$$I_{mn} = \frac{1}{2} S_{m1} U_{mC} + \frac{1}{16} S''_{m1} U_{mC}^3 + \dots$$

Первый член i_{22} не зависит от $U_C (\Delta U_{11})$.

Второй член i_{22} является произведением $i'_{22}(0)|_{U_{\Gamma}}$ и U_C , т.е. перемножаются компоненты, содержащие $\cos n\omega_{\Gamma}t$ и $\cos \omega_C t$. Учитывая отсутствие частот, отличных от $\omega_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega_C$ (они отфильтровываются), а также $\varphi_C = 0$ для упрощения, имеем:

$$\begin{aligned} i'(0) \Big|_{U_{\Gamma}} \times U_{mC} \cos \omega_C t &= S_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t \times U_{mC} \cos \omega_C t = \\ &= \frac{1}{2} [\cos(\omega_{\Gamma} - \omega_C)t + \cos(\omega_{\Gamma} + \omega_C)t] = \frac{1}{2} S_{m1} U_{mC} \cos \omega_n t. \end{aligned}$$

Третий член содержит $(U_{mC} \cos \omega_C t)^2$, т.е. компоненты, имеющую удвоенную частоту сигнала и постоянную составляющую (см. тригонометрические преобразования). Обе составляющие компоненты не равны промежуточной частоте, отфильтровываются и не оказывают влияния на промежуточную частоту.

Четвертый член i_{22} :

$$\begin{aligned} i'''(0)|_{U_{\Gamma}} \times (U_{mC} \cos \omega_C t)^3 &= \frac{1}{6} S''_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t \times (U_{mC} \cos \omega_C t)^3 = \frac{1}{6} S''_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t \times \\ &\times U_{mC} \cos \omega_C t (U_{mC} \cos \omega_C t)^2 = \\ &= \frac{1}{6} S''_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t U_{mC} \cos \omega_C t \frac{1}{2} U_{mC}^2 (1 + \cos 2\omega_C t). \end{aligned}$$

Здесь компонента частотой $2\omega_C$ не попадает на промежуточную частоту (ω_{Π}), т.е. отфильтровывается, и от последнего сомножителя остается постоянная составляющая $\frac{1}{2} U_{mC}^2$, которая влияет на амплитуду тока.

Тогда:

$$\begin{aligned} S''_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t \times U_{mC} \cos \omega_C t \times \frac{1}{2} U_{mC}^2 &= \frac{1}{12} S''_{m1} \cos \omega_{\Gamma} t \times U_{mC}^3 \cos \omega_C t = \\ &= \frac{1}{12} S''_{m1} U_{mC}^3 \frac{1}{2} [\cos(\omega_{\Gamma} - \omega_C)t + \cos(\omega_{\Gamma} + \omega_C)t]. \end{aligned}$$

Компонента частотой $\omega_{\Gamma} + \omega_C$ отфильтровывается. Как результат получаем компоненту с промежуточной частотой $\omega_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega_C$, т.е. $\frac{1}{24} S''_{m1} U_{mC}^3$.

Последующие члены этого ряда имеют в своем составе нечетные степени U_{mC} и четные порядки производной крутизны S''_{m1} , но они при небольшом U_{mC} и не очень большом U_{Γ} имеют малые величины.

Здесь важно, что ток промежуточной частоты при верхнем преобразовании является суммой компонент, содержащих крутизну и ее четные производные.

13.1. Перекрестная модуляция

Явление перекрестной модуляции относится к грубым нелинейным искажениям. Нелинейность преобразователя проявляется в появлении гармоник и комбинационных частот несущей частоты и гетеродина. И кроме того, при двух и более сильных сигналах на входе появляются гармоники

и комбинационные частоты модулирующих частот, причем некоторые комбинации и гармоники модулирующих частот будут попадать в полосу пропускания фильтра промежуточной частоты. В этом случае на промежуточной частоте будут модулирующие частоты входных сигналов, их гармоник

и комбинационных частот. Итак, если с малым полезным сигналом

$$U_{mC} = U_{mC0}(1 + m_1 \sin \Omega_1 t)$$

на входе действует мощная помеха

$$U_{m2} = U_{m02}(1 + m_2 \sin \Omega_2 t) -$$

амплитудная модуляция, то подставляя сумму этих сигналов в формулу разложения и выбирая составляющие с частотой полезного сигнала, получим следующие компоненты:

$$- I_{m1\Omega_1} = \frac{1}{2} S m_1 U_{mC0} - \text{амплитуда тока с частотой модуляции } \Omega_1$$

и несущей $\omega_{\text{ПР}}$;

$$- I_{m1\Omega_{12}} = \frac{1}{2} S'' m_2 U_{mC0} U_{m02}^2 - \text{амплитуда тока с частотой модуля-$$

ции Ω_2 и также с несущей $\omega_{\text{ПР}}$.

Физически это означает, что вторая производная крутизны промодулирована сигналом помехи. Эти два тока одной и той же несущей частоты, т.е. промежуточной. Иначе говоря, в токе промежуточной частоты (принимаемой за несущую) присутствуют составляющие как полезного сигнала ($S m_1 U_{mC0}$), так и помехи ($S m_2 U_{mC0} U_{m02}^2$). Это явление наблюдается при мощной помехе на входе, когда даже для составляющих модуляции проявляется нелинейность преобразователя.

Явление переноса модуляции мощной помехи на полезный сигнал вследствие нелинейности тракта называется перекрестной модуляцией. При этом соотношение несущих частот помехи и сигнала роли не играет, т.к. комбинируют составляющие модуляции.

Перекрестная модуляция в радиоприемном устройстве относится к эффектам, проявляющимся при мощных помехах приему. Особенность перекрестных искажений такая, что они обязаны своим проявлениям второй производной крутизны и при мощных помехах могут возникать не только в преобразователе, но и в преселекторах (на линейностях усилительных приборов).

13.2. Блокирование тракта приема

Другим грубым нелинейным эффектом в преселекторе, преобразователе и даже в схемах первых каскадов усилителя промежуточной частоты является блокирование тракта приема (или «забитие» тракта приема). При этом происходит резкое уменьшение коэффициента передачи каскада (каскадов) под влиянием мощной помехи. Мощная помеха, воздействуя на входную цепь усилительного (преобразовательного) прибора (базовую – транзистора, сеточную – лампы), смещает рабочую точку по постоянному току в такт со своим сигналом, выводя прибор из оптимального режима. Это приводит к следующим отрицательным эффектам:

- 1) падает средняя крутизна усилительного прибора и, следовательно, его усиление;
- 2) усилительный прибор переходит в режим отсечки (детектирования), что смещает его рабочую точку и снижает коэффициент передачи;
- 3) увеличивается коэффициент передачи шума и снижается отношение $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}$.

В результате резко снижается чувствительность приемника, что приводит к потере каналов со сравнительно слабыми сигналами («забитие» каналов), а в некоторых случаях и к полному прекращению приема (блокирование приемника).

Характерными особенностями грубых нелинейных искажений в радиоприемном устройстве являются:

- 1) отсутствие прямой связи поражения с частотой помехи;
- 2) влияние характеристик избирательности преселектора на поражение помехами, т.к. с повышением избирательности уровень внеполосной помехи падает на входе преобразователя;
- 3) при перекрестной модуляции поражение приема прекращается, если у помехи отсутствует модуляция (в формуле $m_2 = 0$).

Наиболее опасными помехами являются помехи, расположенные в полосе пропускания преселектора или вблизи нее.

Меры борьбы с поражением грубыми эффектами:

- 1) повышение избирательности преселектора;
- 2) ограничение полосы пропускания преселектора;
- 3) повышение линейности характеристики преселектора (влияет S''), т.е. применение приборов с большим динамическим диапазоном (мощных транзисторов, ламп). На входе преобразовательный элемент лучше брать

с квадратичной вольт-амперной характеристикой ($S'' = 0$) (полевые двухзатворные транзисторы, лампы);

4) если грубые эффекты возникают на преобразователе или усилителе промежуточной частоты, то помогает включение аттенюатора после преселектора (на время действия помехи).

13.3. Интермодуляционные помехи

Этот вид помех принадлежит к тонким эффектам на нелинейностях преобразователя и преселектора радиоприемника.

При действии на нелинейное звено нескольких квазигармонических колебаний образуется ряд комбинационных частот:

$$m_1 f_1 \pm m_2 f_2 \pm m_3 f_3 \pm \dots,$$

где $m_i = 1, 2, 3, \dots$

Если одна или несколько комбинационных частот совпадает по частоте с каналом настройки или любым побочным каналом (прямым, зеркальным и т.п.) приема, то возникающее интермодуляционное колебание попадает в тракт основного усиления и уменьшает отношение $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}$.

Наибольшие уровни имеют интермодуляционные колебания с малым значением m . Сумма коэффициентов у номиналов частот определяет порядок интермодуляции: $f_1 \pm f_2$ (интермодуляция 2-го порядка); $2f_1 \pm f_2$; $f_1 \pm f_2 \pm f_3$ (интермодуляция 3-го порядка), причем коэффициенты в формуле разложения уменьшаются с ростом номера порядка интермодуляции. **Следует обратить внимание на то, что в отличие от перекрестных искажений здесь нелинейность преобразователя оказывается только на уровне несущих составляющих, а не модулирующих!**

Опасность интермодуляционных колебаний определяется тем, что образующие его частоты помех f_i могут располагаться близко к частоте настройки преселектора f_0 радиоприемного устройства (рисунок 13.2).

Например, для частоты $2f_1 \pm f_2$ помехи могут быть размещены вблизи f_0 через любые произвольные, но равные интервалы Δ , что вполне реально в практике при упорядоченном расположении радиоканалов.

Для нижнего расположения помех при преобразовании в усилителе промежуточной частоты образуется частота сигнала:

$$2f_2 - f_1 = 2(f_0 - \Delta) - (f_0 - 2\Delta) = f_0.$$

Сигнал с такой несущей усилитель промежуточной частоты уже никак не отфильтрует.



Рисунок 13.2. – Пример неудачного сочетания несущих частот

Для верхнего расположения помех при преобразовании в усилителе промежуточной частоты образуется частота сигнала

$$2f_3 - f_4 = 2(f_0 + \Delta) - (f_0 + 2\Delta) = f_0.$$

Такой сигнал тоже не отфильтровывается.

Другими словами, интермодуляционные помехи (в данном случае третьего порядка) совпадают с основной настройкой приемника. Комбинаций может быть множество и не только для основной настройки, но и для побочных каналов приема.

Интермодуляционные помехи второго порядка возникают при менее близком и несимметричном расположении частот помех относительно f_0 . Эти помехи в узкополосных преселекторах не проявляются. Для этого достаточно, чтобы отношение граничных частот преселектора удовлетворяло неравенству $\frac{f_{0\max}}{f_{0\min}} < 2$. Последнему условию соответствуют так называемые октавные фильтры.

Особенностями интермодуляционного поражения приема являются:

- 1) жесткая связь с частотным поражением помех;
- 2) зависимость от избирательных свойств преселектора и его полосы пропускания (поражение уменьшается с уменьшением полосы пропускания преселектора и повышением его избирательности);

3) интермодуляция проявляется при меньших уровнях помех, чем в случае поражения грубыми эффектами.

Меры борьбы с интермодуляционным поражением:

- 1) повышение избирательности преселектора;
- 2) уменьшение полосы пропускания преселектора;
- 3) повышение линейности преселектора (применение мощных приборов на входе);

4) если интермодуляционные помехи возникают на смесителе или первых каскадах усилителя промежуточной частоты (что очень вероятно, т.к. сигналы дополнительно усиливаются преселекторами), то после преселектора рекомендуется включать аттенюатор.

13.4. Побочные каналы приема супергетеродинного приемника

Учитывая нелинейность преобразователя, мешающая станция с частотой ω_D приводит к образованию комбинационных частот вида:

$$\omega_K = m\omega_D - n\omega_\Gamma, \quad m\omega_D = \omega_K + n\omega_\Gamma,$$

$$\omega_K = m\omega_\Gamma - n\omega_D, \quad m\omega_D = n\omega_\Gamma - \omega_K.$$

Полагая $\omega_K = \omega_\Pi$ (помеха преобразуется прямо в промежуточную частоту), получим общее выражение для дополнительных каналов приема:

$$\omega_D = \frac{n}{m}\omega_\Gamma \pm \frac{\omega_\Pi}{m}.$$

При $n = 0$ и $m = 1$, $\omega_D = \omega_\Pi$ образуется канал прямого прохождения. Наиболее мощное прохождение помех будет при малых значениях m и n .

В частном случае, когда номера гармоник сигнала и гетеродина совпадают, т.е. $n = m$, имеем

$$\omega_D = \omega_\Gamma \pm \frac{\omega_\Pi}{m}. \quad (13.1)$$

При соблюдении условий $m = 1$ и выборе «+» в формуле (13.1) $\omega_D = \omega_\Gamma + \omega_\Pi$ образуется симметричный или зеркальный канал (рисунок 13.3).

Интенсивность составляющих тока промежуточной частоты падает с увеличением m . Наиболее мощные каналы прохождения:

- прямой канал ω_{Π} ;
- зеркальный, или симметричный, канал $\omega_{\text{СИМ}} = \omega_{\Gamma} + \omega_{\Pi}$.

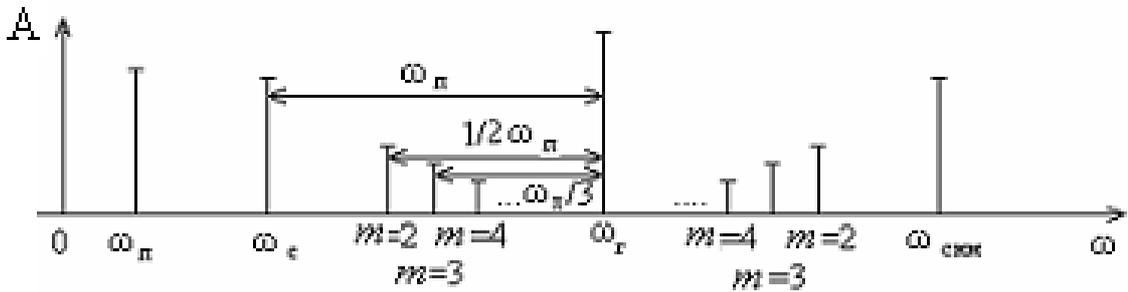


Рисунок 13.3. – Расположение частот побочного приема

При резко выраженной нелинейности преобразователя иногда большую опасность может представлять не симметричный канал приема, а помеха, отстоящая от полезного сигнала на величину $\frac{\omega_{\Pi}}{2}$ в сторону частоты гетеродина. При наличии двух и более промежуточных частот количество каналов побочного приема резко возрастает (у каждой составляющей возникают каналы побочного приема).

Меры борьбы с побочными каналами приема:

- 1) повышение линейности преселектора и смесителя (режим работы смесителя должен соответствовать синусоидальному изменению крутизны и ее производных);
- 2) избегание избыточного усиления преселектора, чтобы преобразователь и первый каскад усилителя промежуточной частоты не перегружались (применение аттенюатора, автоматической регулировки усиления);
- 3) повышение избирательности преселектора приемника с сужением его полосы пропускания.

13.5. Интерференционные свисты супергетеродинного приемника

Свист при приеме возникает при таких частотах настройки приемника, для которых частота побочного канала приема, определяемая нелинейностью преобразователя, приблизительно совпадает с частотой основного канала. В образовании свиста участвует только частота сигнала и собственного гетеродина.

Пример. На входе имеем сигнал частотой f_C , он будет проходить на выход усилителя промежуточной частоты, если $f_K = f_{\Gamma} - f_C = f_{\Pi}$. В преоб-

разователе же за счет нелинейности образуются и другие комбинационные частоты:

$$\begin{aligned} f_{K1} &= mf_C - nf_\Gamma, \\ f_{K2} &= nf_\Gamma - mf_C. \end{aligned}$$

Может случиться так, что одна из этих частот при определенном сочетании $n \neq 1$ и $m \neq 1$ тоже попадет в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Тогда f_{K1} ($f_{K1} \approx f_\Pi$) и f_{K2} ($f_{K2} \approx f_\Pi$) создадут между собой биения разностной частоты $F_B = |f_{K1} - f_{K2}|$ либо $F_B = |f_{K2} - f_{K1}|$. При точном совпадении частот изменится уровень сигнала в тракте усилителя промежуточной частоты, т.к. сигналы f_{K1} (f_{K2}) и f_Π будут в фазе или противофазе.

Предположим, что приемник чуть-чуть перестраивается. При этом f_C остается постоянным, а частота гетеродина изменится на величину Δf_Γ .

Основная комбинационная частота имеет приращение Δf_Γ ($f_K = f_\Gamma + \Delta f_\Gamma - f_C = f_\Pi + \Delta f_\Gamma$), но комбинационная частота $f_{K2} = n(f_\Gamma + \Delta f_\Gamma) - mf_C = f_\Pi + nf_\Gamma$ имеет приращение nf_Γ .

По основному преобразованию частота f_Π изменилась на Δf_Γ , а по паразитному каналу получим промежуточную частоту f_Π , отстроенную на nf_Γ .

Если обе комбинационные частоты не вышли за пределы полосы пропускания усилителя промежуточной частоты, то на детекторе будет сигнал разностной частоты:

$$F_B = |f_{K2} - f_\Pi| = (n-1)\Delta f_\Gamma.$$

В данном случае прием будет сопровождаться гулом (свистом), если он попадает в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Частота свиста будет пропорциональна Δf_Γ , и при выходе f_{K2} за пределы полосы усилителя промежуточной частоты свист пропадет.

Определим частоты свистящих точек. Решим совместно два уравнения

$$\begin{cases} f_\Pi = f_\Gamma - f_C, \\ f_\Pi = mf_C - nf_\Gamma. \end{cases}$$

Из первого уравнения $f_\Gamma = f_\Pi + f_C$, из второго $f_\Pi = mf_C - nf_\Gamma - nf_C$. Получаем: $f_C(m-n) = f_\Pi(1+n)$. Объединяя решения для комбинационных

частот f_{K1} и f_{K2} , получаем, что свистящие точки имеют частоты $f_C = f_{\Pi} \frac{1 \pm n}{m - n}$.

Свисты имеют место, если принимается частота, находящаяся вблизи этих точек (при точном совпадении принимаемой частоты с рассчитанной частотой свист отсутствует).

Пример

Если $f_C = 231$ кГц, $f_{\Gamma} = 691$ кГц, то $f_{\Pi} = 691 - 231 = 460$ кГц, но при $m = 4$, $n = 2$ имеем колебание

$$f_{nm} = nf_{\Gamma} - mf_C = 2 \cdot 691 - 4 \cdot 231 = 1382 - 924 = 458 \text{ кГц}.$$

Поскольку обе частоты лежат в полосе пропускания усилителя промежуточной частоты ($2\Delta f_{nm} \approx 10$ кГц, как правило), то прием будет сопровождаться гулом (свистом) частотой 2 кГц (460–458 кГц).

Уравнение $f_C = f_{\Pi} \frac{1 \pm n}{m - n}$ показывает, что свисты получаются при отдельных дискретных частотах настройки. При увеличении номинала промежуточной частоты приемника уменьшается количество свистящих точек на заданном интервале частот диапазона. Название явления свистом хорошо подходит для приемников речевых сигналов, но сам по себе он проявляется и при передаче других видов информации.

Меры борьбы с интерференционными свистами:

- 1) выбор режима преобразователя, при котором крутизна меняется по закону, близкому к гармоническому (повышение линейности преобразователя и уменьшение составляющих nf_C , mf_{Γ});
- 2) уменьшение напряжения сигнала, подводимого к преобразователю (повышение той же линейности);
- 3) выбор повышенного значения промежуточной частоты уменьшает количество свистящих точек в заданном диапазоне работы супергетеродинного приемника;
- 4) применение режекторных фильтров для «вырезания» частоты свиста из спектра принимаемых частот.

Сокращение числа побочных каналов приема и свистящих частот позволяет использовать инфрадинных приемников, но при этом они имеют другие достоинства и недостатки [2; 3; 18].

13.6. Выбор номинала промежуточной частоты

Учитывая образование каналов побочного приема и также то, что избирательность по зеркальному и другим побочным каналам приема

определяет преселектор, а по соседнему – усилитель промежуточной частоты, можно сформулировать требования по выбору номинала промежуточной частоты.

1. Промежуточная частота не должна совпадать с участками частотного диапазона, в которых работают мощные радиостанции. (Условие отсутствия помехи по каналу прямого прохождения).

2. При низкой промежуточной частоте легче достигается большое усиление при высокой устойчивости усиления в тракте усилителя промежуточной частоты и высокой избирательности по соседнему каналу, но затрудняется подавление зеркального и других побочных каналов прохождения в преселекторе.

3. При относительно высокой промежуточной частоте побочные каналы, в т.ч. и зеркальный канал, подавляются в преселекторе легче, но при этом труднее обеспечить избирательность по соседнему каналу и устойчивость усилителя промежуточной частоты при большом усилении.

4. С увеличением диапазона перестройки преселектора промежуточную частоту следует увеличивать, т.к. преселектор при настройке на высокую частоту имеет худшую избирательность.

5. При высокой промежуточной частоте и верхнем преобразовании $f_{\Gamma} = f_C + f_{\Pi}$ частота гетеродина на сверхвысоких частотах может быть очень высокой, что вызовет затруднения в ее реализации.

Таким образом, высокая и низкая промежуточные частоты имеют свои преимущества и недостатки, поэтому f_{Π} выбирается для конкретного приемника. Для радиовещательных приемников с амплитудной модуляцией (в диапазонах ДВ, СВ и КВ) f_{Π} берется стандартной (465 ± 2 кГц) и при ЧМ составляет $10,7 \pm 0,1$ МГц. (Историческая справка. Применялись частоты 115 кГц и 8,4 МГц. И сейчас существует нестандартная частота 6,5 МГц, которая обуславливает разнос в телевизионных устройствах между несущими частотами изображения и звука). При многократных преобразованиях (двух- и трехкратных) для радиовещательных приемников в ГОСТ 5651-82 рекомендуются в качестве первой промежуточной частоты либо 1,84 МГц, либо 25,975 МГц, в качестве второй – 465 кГц в обоих случаях. Применяется также стандартная частота $2,9 \pm 0,01$ МГц. Следует обращать внимание на то, что при двух- и трехкратном преобразовании величину последующей промежуточной частоты надо выбирать так, чтобы ее зеркальный канал эффективно подавлялся предыдущим усилителем промежуточной частоты, поэтому она не должна быть слишком низкой.

14. СИСТЕМНЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ УРОВНЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

14.1. Адаптивный прием сигналов при изменении электромагнитной обстановки

В реальных условиях приема сигналов электромагнитная обстановка (ЭМО) может существенно меняться, поэтому приемное устройство должно обладать свойством адаптации, т.е. приспособления к изменяющейся ЭМО, обеспечивая наилучшее качество приема по какому-либо критерию. Ранее было показано, что ряд нелинейных явлений связан с ограниченностью динамического диапазона приемного устройства. При изменении ЭМО уровни сигнала и помех могут превзойти порог мешания радиоприемного устройства, что приводит к поражению приема. Порог мешания при больших входных сигналах определяется так: общий тракт радиоприемного устройства (РПУ) ограничивает сигнал (рисунок 14.1).

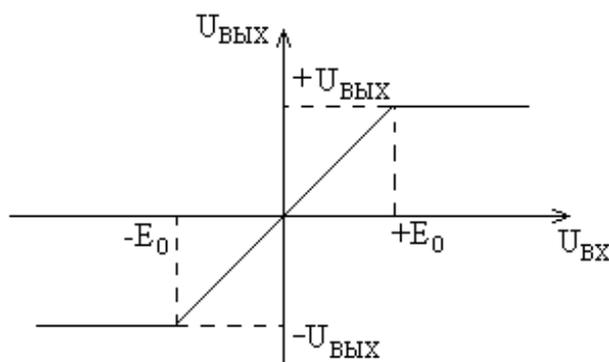


Рисунок 14.1. – Вид амплитудной характеристики приемного устройства

Ограничение здесь надо понимать в том смысле, что при входном сигнале $U_{ВХ} > E_0$ появляется недопустимый уровень искажений сигнала (в т.ч. и гармоник, свистов и т.п.). Ограничение может наступить в любом каскаде, и он будет служить местом возникновения нелинейных искажений. Величина E_0 через коэффициент передачи пересчитывается к напряжению сигнала на входе, и эта величина определяется как порог мешания.

Различают два вида защиты радиоприемного устройства от нелинейного поражения по полезному сигналу и по помехе.

Нелинейная защита радиоприемного устройства по полезному сигналу. Система автоматической регулировки усиления (АРУ) должна

поддерживать такой уровень сигнала на всех участках тракта, чтобы он был ниже порога мешания (ограничения). Система АРУ, работающая по уровню полезного сигнала, может менять уровень разными способами.

В общем случае необходимо, чтобы в j -том сечении напряжение сигнала не превышало напряжение мешания E_j в соответствующем сечении на входе первого звена U_{C0} .

$$U_{C0} \leq E_1, U_{C0}K_1 < E_2, U_{C0}K_1K_2 \leq E_3, \dots; U_{C0}K_1K_2 \dots K_{n-1} \leq E_n.$$

Первый способ реализации защиты (рисунок 14.2)

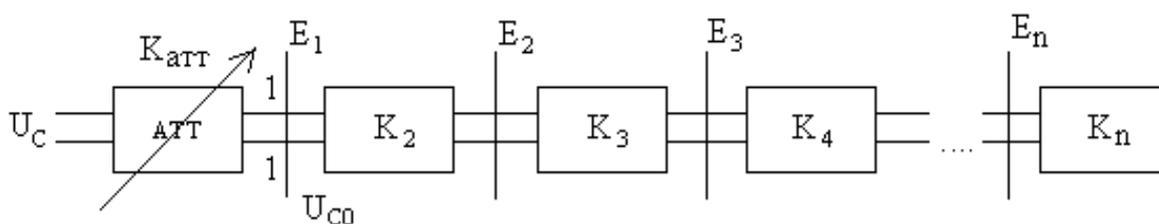


Рисунок 14.2. – Регулировка одним аттенюатором на входе

Если в схеме нелинейной защиты радиоприемного устройства по полезному сигналу подключается один регулируемый аттенюатор на входе с коэффициентом передачи $K_{\text{АТТ}}$, тогда регулировка аттенюатора должна удовлетворять условию

$$U_C K_{\text{АТТ}} \leq E_0,$$

где E_0 – порог мешания, определенный как минимальное значение порогов мешания, выбранный из всех каскадов:

$$E_0 = \min \frac{E_j}{K_{\text{ВХ-j}}},$$

где $K_{\text{ВХ-j}}$ – коэффициент усиления от входа (сечение 11) РПУ до j -того каскада.

При этом если всегда выполняется $U_C < E_0$, то аттенюатор можно не включать. В других случаях

$$K_{\text{АТТ}} = \frac{E_0}{U_C}.$$

Алгоритм простой, но есть недостаток: при увеличении сигнала на входе U_C в сечении 11 уровень поддерживается около E_0 , т.е. у порога мешания. Отношение $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}$ в приемном тракте не изменяется, и мощная станция будет приниматься так же, как и менее мощная.

Второй способ реализации условия отсутствия грубых искажений в тракте (рисунок 14.3)

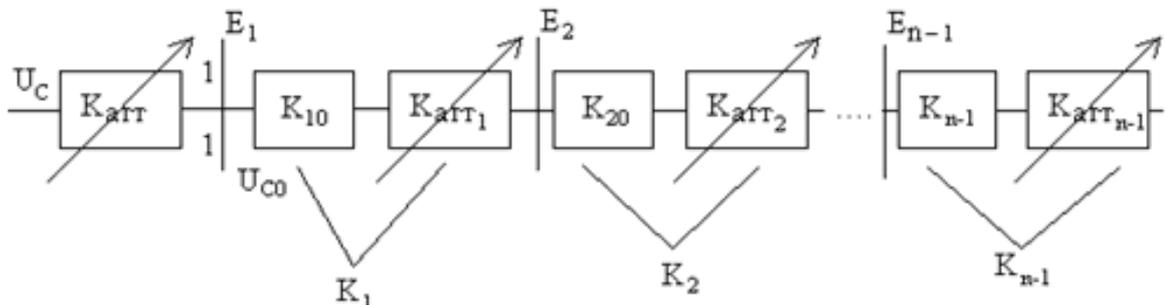


Рисунок 14.3. – «Эстафетная» автоматическая регулировка усиления

Если у всех аттенюаторов $K = 1$, то в нелинейный режим войдет каскад, находящийся в глубине тракта, т.е. там, где сигнал велик. Включив на его входе аттенюатор с $K < 1$, выводим его из нелинейного режима и т.д. до входа. Другими словами, создается эстафетная схема АРУ. Процесс регулирования начинается не от входа, а из глубины тракта. Это существенно не отражается на чувствительности, и отношение $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}$ будет интенсивно нарастать с ростом входного сигнала. И только по мере приближения процесса регулирования эстафетной схемы ко входу РПУ характеристики $\frac{P_C}{P_{\text{ш}}}$ будут приближаться к характеристикам РПУ с одним аттенюатором на входе.

Таким образом, качество регулирования эстафетной АРУ выше, нужно только соотнести ее по уровням, т.е. предыдущий аттенюатор должен начать работу, когда последующий ее еще не закончил.

Нелинейная защита РПУ по помехе. Вывести какой-то каскад из линейного режима может не только сигнал, но и мощная помеха. (Например, внеполосная по последнему УПЧ). Регулирование чувствительности в тех же схемах можно вести и по помехе. Внеполосная помеха в преселекторе РПУ может превзойти порог мешания j -того каскада, т.е. $U_{\text{п}} K_1 K_2 \dots K_{j-1} > E_j$.

В случае больших уровней помех необходима автоматическая защита от внеполосного нелинейного поражения.

Принципы те же, что и в предыдущих схемах, только в полосе пропускания преселектора необходимо измерять уровни помех (на входе или в сечениях) и по каждому измеренному уровню производить регулировку attenuаторов. Регулировка сопровождается ухудшением чувствительности, и поэтому она называется автоматической регулировкой чувствительности по помехе (АРУП). При эстафетной регулировке потери реальной чувствительности меньше, чем при использовании одного attenuатора на входе. Несмотря на ухудшение чувствительности через АРУП, не наступает нелинейное поражение приема. Процесс приема становится возможным вообще, хотя вероятность приема достаточно большого количества каналов уменьшается (рисунок 14.4).

Согласно рисунку существует оптимальное ослабление attenuатора при конкретной электромагнитной обстановке. Хотя общее количество принимаемых каналов уменьшается, увеличивается число каналов, не пораженных нелинейными искажениями. Если поражение каналов при заданной ЭМО практически не происходит, то attenuатор в схему не вводят. В этом случае введение защитного attenuатора при регулировании по помехе целесообразно только при очень сильном ужесточении условий ЭМО. Для управления такими attenuаторами применяют микропроцессоры с измерением уровня помех и сигналов в разных сечениях тракта.



Рисунок 14.4. – Вероятность приема каналов

14.2. Адаптация радиоприемного устройства по избирательности

Автоматическая регулировка избирательности (АРИ) обеспечивает сужение или расширение полосы пропускания тракта в зависимости от внеканальных помех (рисунки 14.5, 14.6).

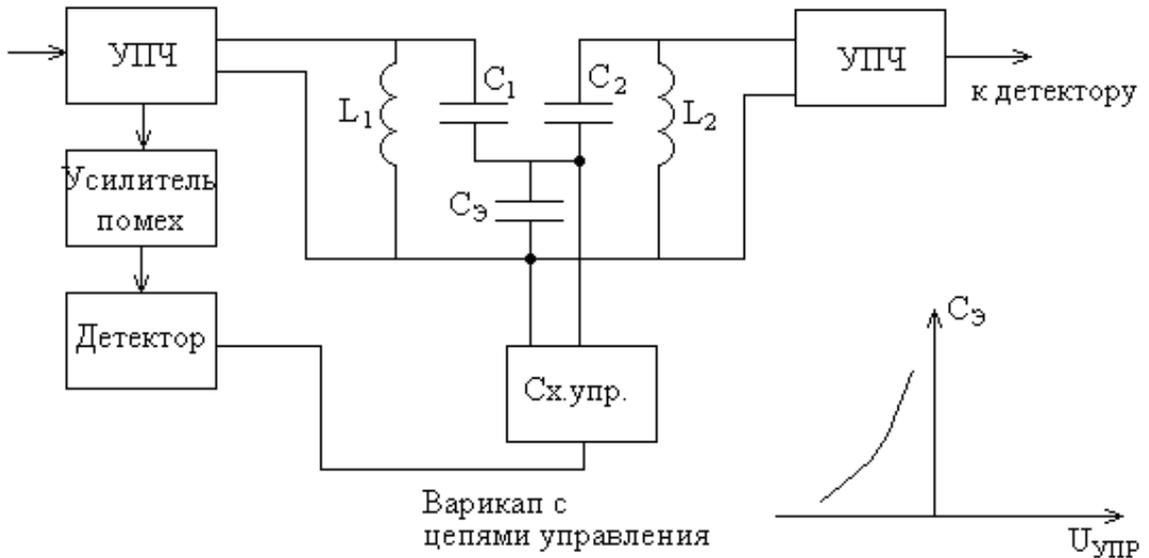


Рисунок 14.5. – Схема каскада УПЧ с изменяемой полосой (с вольт-фарадной характеристикой варикапа)

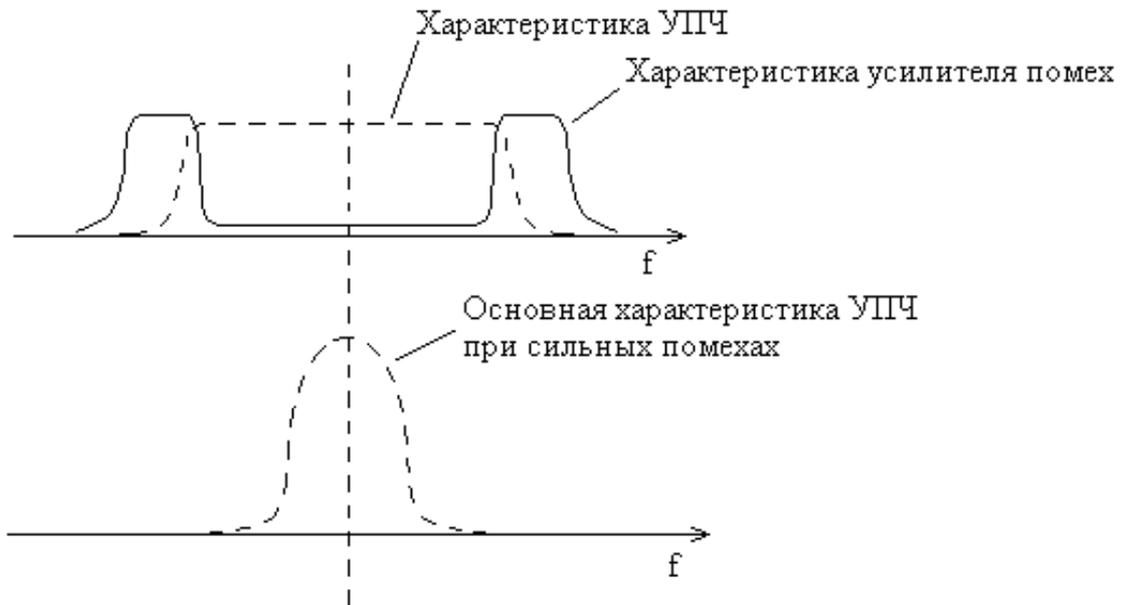


Рисунок 14.6. – Изменение частотной характеристики УПЧ в зависимости от помех

В УПЧ использован двухконтурный полосовой фильтр с регулируемой связью между контурами (варикап). В отсутствие помех на варикапе создается небольшое отрицательное смещение. Создается минимальная емкость, что обеспечивает максимальную связь, соответственно, широкую полосу пропускания. При появлении внеканальных помех напряжение на варикапе уменьшается, растет емкость, что приводит к уменьшению связи и сужению полосы (при очень слабой связи $2\Delta f_{\text{ЭКВ}} = 0,64 \cdot 2\Delta f_0$).

Рассмотренные способы адаптации РПУ не исчерпывают всех вариантов, схем, видов и способов, а скорее иллюстрируют возможности их адаптации. Здесь для разработчика важно, исходя из требований технического задания и модели ЭМО, предусмотреть в схеме средства и такой аппарат управления ими, что в совокупности обеспечит адаптивный прием.

К средствам еще можно отнести метод синхронного детектирования, когда при поражении одной боковой полосы частот, например, нижней, можно перейти на прием верхней боковой полосы, и наоборот. При осуществлении адаптации возможно (и даже рекомендуется) использование микропроцессоров в сочетании с измерениями в различных точках схемы или системы. Анализ помеховой обстановки и управление приемом, адаптацией и построение конкретной конфигурации схемы приемника также можно возложить на микропроцессор. Однако все это резко усложняет и удорожает схему, и применять такие меры следует, сообразуясь с практической необходимостью и экономической целесообразностью.

15. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ В СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Характеристики антенн СВЧ однозначно определяются конструкцией, геометрическими размерами и законом распределения токов на излучающей поверхности. Однако погрешности изготовления, особенности конструктивно-технологического исполнения, влияние температурных, климатических и механических воздействий приводят к отличию характеристик реальных антенн от характеристик теоретических. Это в условиях сложной ЭМО может приводить к нежелательным явлениям. Например, к тому, что с углов, за пределами основного лепестка диаграммы направленности (ДН), будут приниматься мощные помехи (увеличение боковых и задних лепестков).

Рассмотрим зеркальную антенну, предложенную на рисунке 15.1.

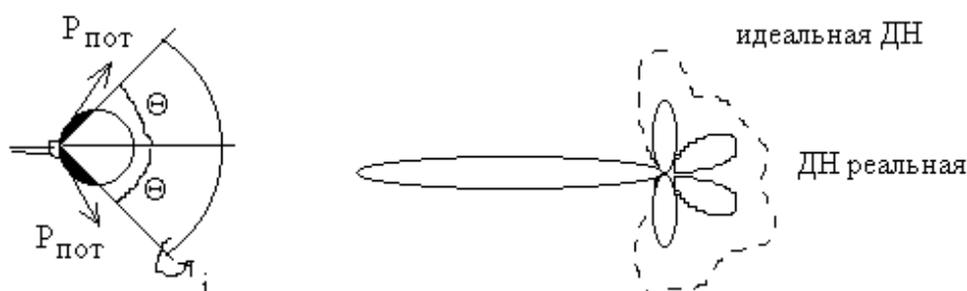


Рисунок 15.1. – Схематичное изображение реальной и идеальной диаграмм направленности

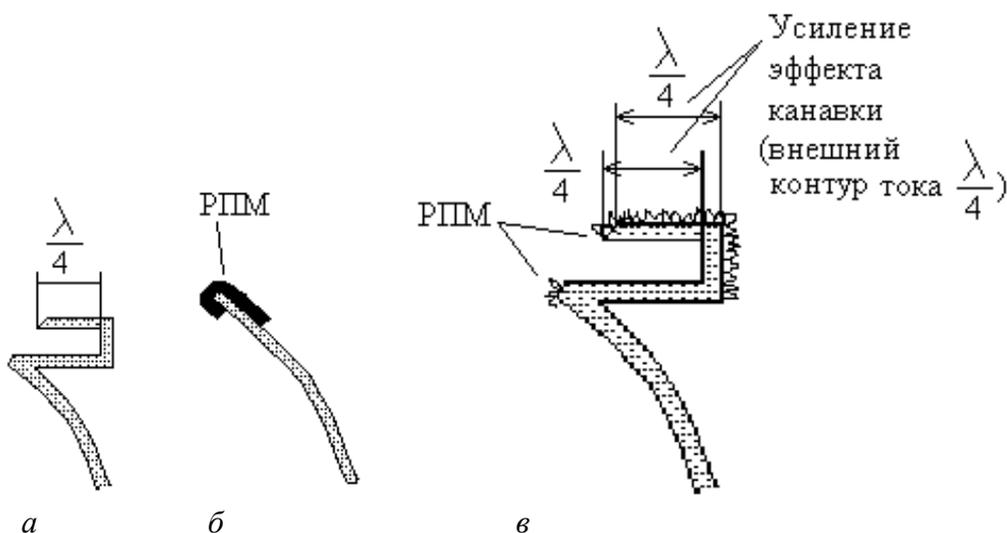
За края зеркала всегда излучается некоторая часть энергии от облучателя. Кроме того, часть поверхностных токов СВЧ с освещенной поверхности перемещается на теневую и приводит к излучению в обратном от главного лепестка направлении. В результате ДН со стороны боковых лепестков и задних искажается, «размываются» нули ДН и увеличивается общий уровень боковых лепестков. (Здесь можно отметить еще один момент: меньший уровень боковых и задних лепестков будут иметь рупорные антенны, т.к. у них отсутствует мощность, перемещающаяся через край апертуры.)

15.1. Уменьшение мощности токов, затекающих за апертуру антенны

Имеется два способа уменьшения таких токов:

– применение четвертьволновой канавки по контуру апертуры (подобной применяемой в дроссельных фланцевых соединениях волноводов);

– нанесение радиопоглощающего материала на кромку апертуры и часть теневой поверхности. Поглотитель работает в широкой полосе частот, а четвертьволновая канавка уменьшает ток только на резонансной частоте (рисунок 15.2).



**а – четвертьволновая канавка по контуру апертуры;
б – нанесение радиопоглощающего материала на край антенны;
в – комбинация первых двух способов**

Рисунок 15.2. – Способы уменьшения величины токов, затекающих на теневую поверхность антенны

Выполнение четвертьволновой канавки по всему периметру зеркальной антенны, особенно крупногабаритной, является сложной конструктивно-технологической задачей, поэтому известные конструкции СВЧ-антенн обычно имеют кромку, обработанную РПМ.

15.2. Применение сплошных металлических экранов для оптимизации характеристик ЭМС зеркальных антенн

Для уменьшения $P_{\text{ПОТ}}$ (мощности, поступающей за пределы зеркала) устанавливается цилиндрический тубус – металлический экран по контуру зеркала, имеющий высоту $H \approx (0,2-0,3)D_{\text{ЗЕРК}}$ (рисунок 15.3).

Зеркало прилегает к тубусу вплотную. Здесь же возможно нанесение РПМ на внутреннюю и наружную поверхности. Точную величину размера H можно определить из простых геометрических соображений и так, чтобы обеспечить мощность $P_{\text{ПОТ}2}$, которая уходит за пределы экрана, в диапазоне допустимых значений (по техническому заданию).

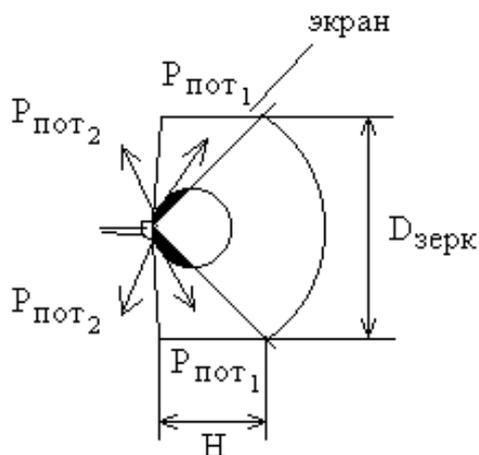


Рисунок 15.3. – К расчету размера экрана-тубуса

Попутно можно заметить, что применение экранов-тубусов и поглотителя в каждой из двух приемопередающих антенн, расположенных рядом и работающих в непрерывном режиме, значительно снижает уровень паразитной связи между ними. Это важно, например, для радиорелейных линий, а также на кораблях, самолетах и т.п.

15.3. Применение металлических дифракционных экранов в зеркальных антеннах для снижения уровня бокового и обратного излучений

Принцип действия металлических дифракционных экранов состоит в следующем.

Если геометрические размеры зеркальной антенны и облучателя неизменны, то при работе на фиксированной длине волны в области геометрической тени за отражателем существует суперпозиция двух полей: поля облучателя и поля, дифрагированного на кромке отражателя. Поэтому, изменяя конфигурацию края отражателя антенны, можно управлять дифрагированным полем и тем самым получить некоторое ослабление суммарного поля в теневой области. Там, где переливающегося потока мощности нет, затекающие токи за счет своей относительной разфазировки не дают максимумов.

Пример. Параболический отражатель зеркальной антенны, имеющий две асимметричные, диаметрально разнесенные ступеньки (рисунок 15.4).

Размеры b_1 , b_2 , c_1 , c_2 определяются экспериментально. Но обычно они находятся в пределах:

$$b_1 \approx b_2 \approx 2\lambda_0, \quad c_1 \approx 1,5\lambda_0, \quad c_2 \approx 0,75\lambda_0.$$

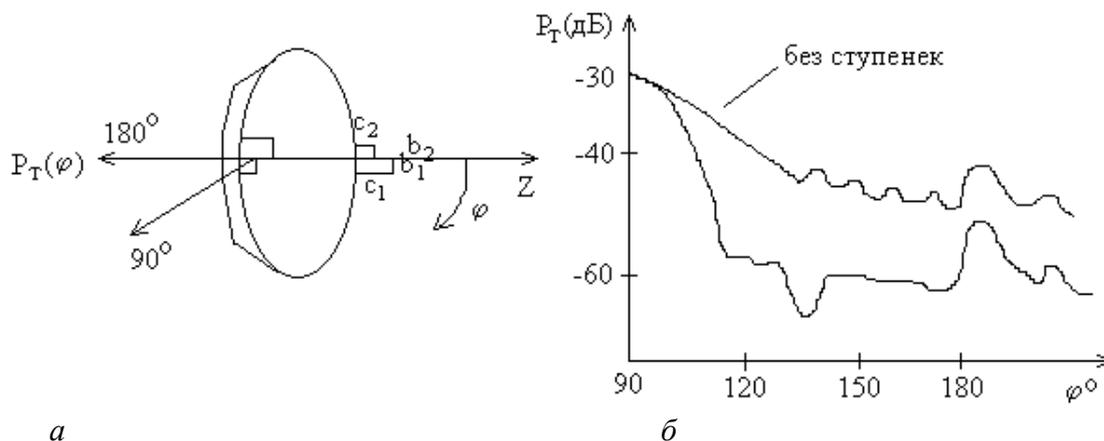


Рисунок 15.4. – Схематичное изображение дифракционных экранов в виде ступенек (а) и характеристика, показывающая эффект от них (б)

Такие размеры двух асимметричных ступенек дают в плоскости их сечения ослабление излучения в области тени на 8–10 дБ. При этом ослабления в усилении в направлении главного лепестка и нарушений в поляризационной структуре поля практически не наблюдается.

Для подавления обратного излучения в двух плоскостях (φ и Θ) в области тени становится необходимым всю кромку параболического отражателя выполнить ступенчатой (рисунок 15.5).

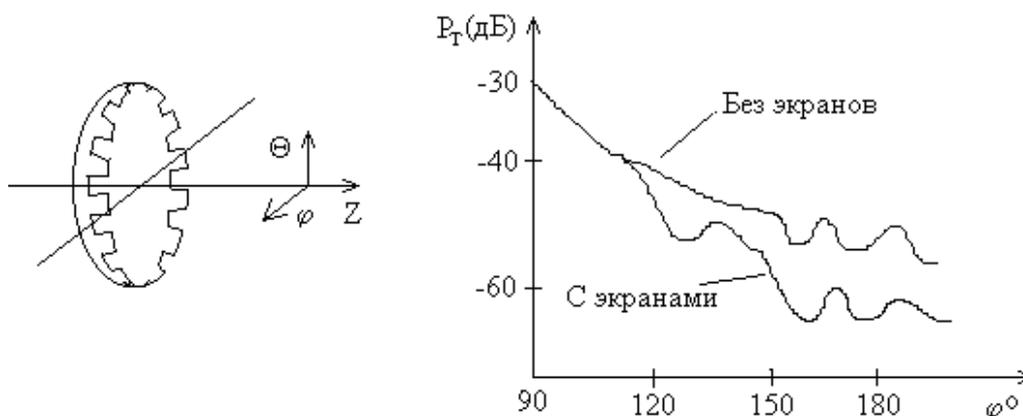


Рисунок 15.5. – Дифракционные экраны по периметру зеркала и эффект от них

Высота ступенек и их расположение по периметру определяется экспериментально. Такие дифракционные экраны снижают интенсивность излучения в области тени на 6–8 дБ.

Существенным недостатком ступенчатых дифракционных экранов оказывается их узкополосность (при изменении λ_0 на 10% подавляющего действия экрана в области тени фактически не наблюдается).

Лучшими диапазонными свойствами обладают дифракционные экраны со спиральными срезами. На автономном металлическом цилиндрическом кольце-экране, закрепляемом на кромке основного зеркала, выполняются два или большее число (но обязательно четное число) спиральных срезов. Каждая пара спиралей имеет встречное направление. Шаг спиралей выбирается так, чтобы расстояние от плоскости раскрыва зеркала до любых двух диаметрально расположенных кромок была равна половине средней волны рабочего диапазона λ_{0cp} (рисунок 15.6).

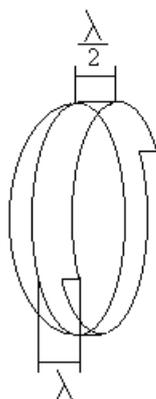


Рисунок 15.6. – Схема спирального экрана

Экспериментальные исследования дифракционных экранов со спиральной кромкой показали, что в 10%-ном изменении рабочей длины применение дифракционных экранов уменьшало интенсивность излучения в теневой области антенны на 8–10 дБ. Здесь следует отметить конструктивно-технологическую простоту изготовления таких экранов по сравнению со ступенчатыми экранами.

В литературе встречается также описание и расчет антенн со звездчатой структурой дифракционного экрана (рисунок 15.7).

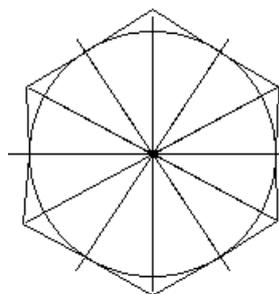


Рисунок 15.7. – Схематичный вид на апертуру зеркальной антенны с экранами, образующими «звездчатую» структуру

15.4. Применение диэлектрических экранов для повышения эффективности апертурных антенн

В большинстве практических случаев антенна СВЧ располагается вблизи Земли. В этой связи частной конструкторской задачей может стать минимизация отражений от окружающих предметов и поверхности Земли. Рассмотрим способы уменьшения мешающего влияния Земли на характеристики антенны с помощью диэлектрических экранов.

При жесткой фиксации плоскопараллельной пластины-экрана относительно апертурной антенны параллельный пучок лучей (прямой луч), падающий под углом Брюстера на диэлектрический экран, будет проходить практически без искажений (рисунок 15.8):

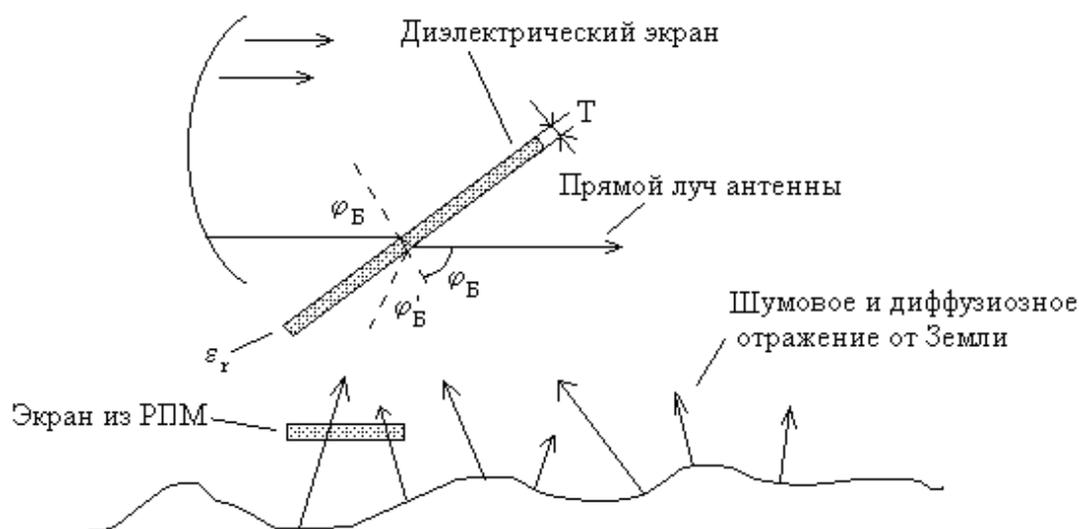


Рисунок 15.8. – Схема действия диэлектрического экрана

Для угла Брюстера (параллельная поляризация падающей на пластину волны) коэффициент отражения $R \approx 0$, а коэффициент прохождения $T \approx 1$. В силу диффузного отражения от Земли лучи, приходящие со стороны Земли, на наружную поверхность экрана падают под случайными углами, отличными от угла Брюстера φ_B , и отражаются ($R \neq 0$) в сторону Земли, не попадая в антенну. Максимальное значение коэффициента отражения (со стороны Земли)

$$R_{\max} \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1}. \quad (15.1)$$

Однако некоторые лучи от Земли попадают на пластину и на антенну под углом Брюстера. В этом направлении ставят экран из радиопоглощающего материала.

Относительное падение усиления антенны при наличии диэлектрического экрана для паразитного излучения, отраженного от поверхности Земли, вычисляется по формуле

$$G_{CЭ}(\varphi; \Theta) \approx G_{БЭ}(\varphi; \Theta) \left[1 - \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\epsilon_r} + 1} \right)^2 \right], \quad (15.2)$$

где $G_{CЭ}(\varphi; \Theta)$ – коэффициент усиления для основного направления прихода волны;

$G_{БЭ}(\varphi; \Theta)$ – коэффициент усиления для паразитного излучения.

Для основного направления прихода волны коэффициент $G_{CЭ}(\varphi; \Theta)$ не меняется, т.к. угол падения φ_B . Из формул (15.1), (15.2) видно, что эффективнее применять экраны с большой диэлектрической проницаемостью ϵ_r .

Пример. В качестве экрана применяется керамика с параметрами $\epsilon_r = 9$ и $\text{tg } \delta = 0,002$. Тогда

$$\varphi_B = \text{arctg } \sqrt{\epsilon_r} \approx 71^\circ.$$

Если рабочая длина волны $\lambda_0 = 3,2$ см, то толщина диэлектрического экрана должна выбираться из условия, чтобы волна, прошедшая через диэлектрик и рядом через воздух, имела разность фаз 2π (минимальная толщина). Имеем:

$$t = \lambda_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \varphi_B}} = \frac{3,2}{\sqrt{9 - \sin^2 71^\circ}} \approx 1,12 \text{ (см)}.$$

Эффективность таких экранов следующая: экраны в 1,5–2 раза снижают уровень отражений, попадающих в антенну. Сама по себе величина не столь велика, однако она достигается без уменьшения других характеристик антенн.

Правда, применение плоских экранов, работающих на эффекте Брюстера, возможно только для линейной и к тому же параллельной поляризации.

Заметный эффект плоские экраны дают при их применении для развязки антенн непрерывного излучения (рисунок 15.9).

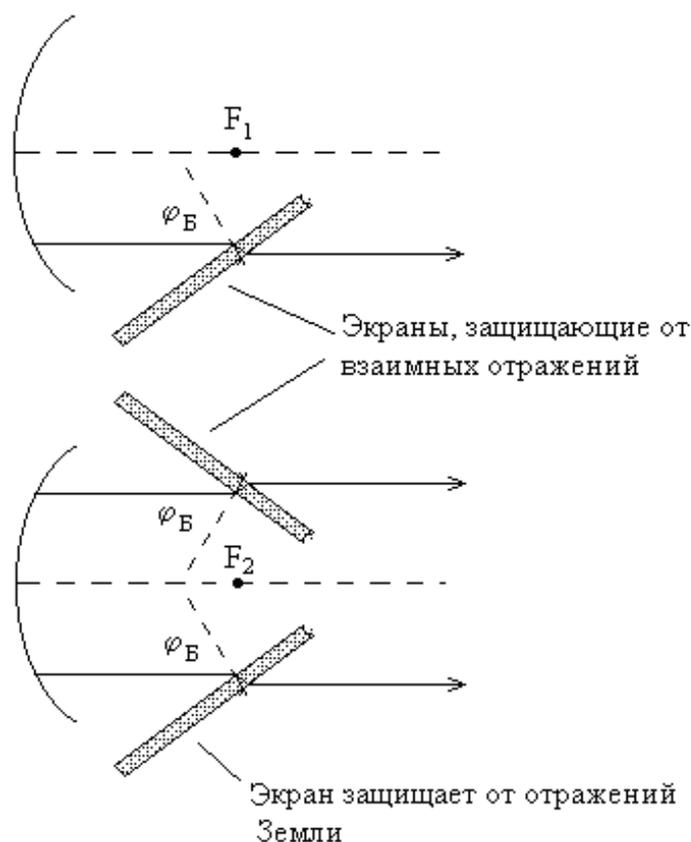


Рисунок 15.9. – Схема защиты от взаимных отражений и отражений от Земли

Однако самый оптимальный эффект дают сплошные металлические тубусы-экраны, рассмотренные ранее. Они уменьшают не только паразитную связь между антеннами, но и паразитную связь через Землю, а также паразитные переотражения электромагнитных волн между антеннами и другими узлами их конструкций.

16. ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

16.1. Импульсные перенапряжения

При разработке радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) должна быть предусмотрена защита от перенапряжений. Ее проектирование должно вестись в комплексе с решением других вопросов электромагнитной совместимости. Импульсные перенапряжения носят вероятностный характер и имеют длительность от единиц наносекунд до десятков микросекунд. Источниками импульсных перенапряжений являются:

- удары молнии;
- коммутационные процессы в распределительных электрических сетях;
- электромагнитные помехи, создаваемые промышленными установками и электронными приборами.

От ударов молнии возникают еще и индуцированные перенапряжения, приводящие к пробое изоляции, сбою в работе и выходу из строя электрических и электронных систем.

Меры защиты от импульсных перенапряжений:

- молниезащита;
- заземление;
- создание системы уравнивания потенциалов путем присоединения к главной заземляющей шине (ГЗШ) всех проводящих элементов конструкций и корпусов оборудования за исключением токоведущих и сигнальных проводников;
- экранирование сооружений, оборудования и сигнальных проводников;
- установка на всех токоведущих и сигнальных проводниках устройств защиты от импульсных помех (УЗИП) с целью уравнивания их потенциалов относительно земли.

В настоящее время зарекомендовала себя и используется так называемая зонавая концепция защиты.

Зона 0. Внешняя область. Соответствует защите от воздействий мощных электромагнитных воздействий, например, молний, сварочных и других электродуговых установок, электромагнитного импульса ядерного взрыва и т.п. Здесь могут устанавливаться специально созданные УЗИП типа молниеприемников (активных и пассивных) или естественные устройства.

Зона 1. Внутренняя область объекта, где индуцированные токи и токи растекания существенно меньше, чем в зоне 0. Воздействие электромагнитного поля (ЭМП) ослаблено экранированием строительных конструкций. На входе зоны 1 устанавливается основная шина выравнивания потенциала, с которой связаны общие шины устройств, находящихся в зоне 1. Все кабели, по возможности, должны входить в одном месте и экранами или металлическими оболочками подключаться к земле на границе раздела зон 0 и 1. На вводы коммуникаций должны устанавливаться УЗИП I класса и УЗИП для защиты линий связи передачи данных. Все пассивные токопроводящие конструкции (водопроводные трубы, конструкции приводов антенн, стрелы и основания подъемно-транспортных средств) также должны быть соединены с общей шиной. Хотя по некоторым нормам трубы водопроводной сети не могут использоваться в качестве заземлителя, в данном случае они должны быть включены в шину выравнивания потенциала (рисунок 16.1).

Зона 2. Внутренняя область объекта, где происходит дальнейшее снижение тока растекания и электромагнитного поля. На вводе коммуникаций в эту зону устанавливаются УЗИП класса II и УЗИП для защиты активных линий (связи, передачи данных и т.д.). Устройства защиты здесь менее мощные, но более быстродействующие. Все соединения здесь эквивалентны зоне 1, но имеется местная шина выравнивания потенциала, соединенная с внешней шиной коротким проводником.

Зона 3. Внутренняя область объекта, в которой практически не происходит растекания токов молнии, электромагнитное поле ослаблено до минимума и обеспечивает нормальную работу аппаратуры. На вводе коммуникаций в эту зону ставят УЗИП класса III и УЗИП для защиты линий связи, передачи данных и т.д. Здесь также монтируется локальная шина выравнивания потенциала, питающая цепь защищается разрядниками средней мощности, а электронные устройства и линии связи требуют подключения маломощной прецизионной защиты.

Например, стандарт ГОСТ Р 51992-2002 «Устройства защиты от импульсных перенапряжений в низковольтных силовых распределительных системах» устанавливает параметры трех классов УЗИП:

– УЗИП I класса с уровнем напряжения защиты 4 кВ ($U_p \approx 4$ кВ), т.е. напряжением на выводах УЗИП при прохождении через него тока I_{II} (пикового тока с формой волны 8/20, рисунок 16.2);

– УЗИП II класса с уровнем напряжения защиты $U_p \approx 2,5$ кВ, при этом ток I_{II} УЗИП должен выдерживать многократно (обычно не менее 15). Ток I_{max} УЗИП должен выдерживать однократно и при этом остаться целым;

– УЗИП III класса с $U_p \approx 1,5$ кВ, но испытывается комбинированной волной напряжения с параметрами 1,2/50 мкс и тока с параметрами 8/20 мкс. Устройства располагают в непосредственной близости от аппаратуры (не более 5–7 м).

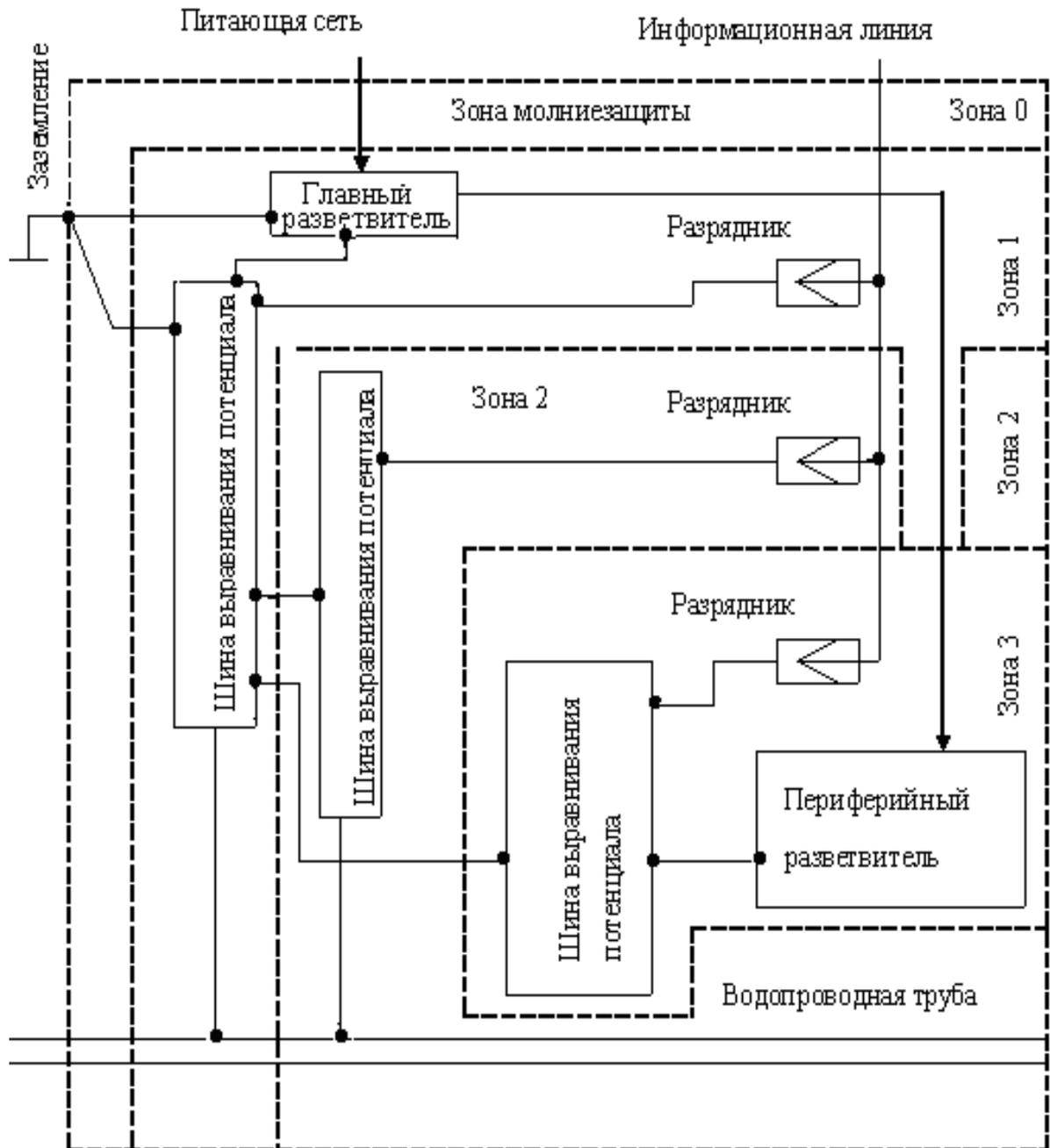


Рисунок 16.1. – Примерная схема заземлений по зонам защиты от импульсных перенапряжений

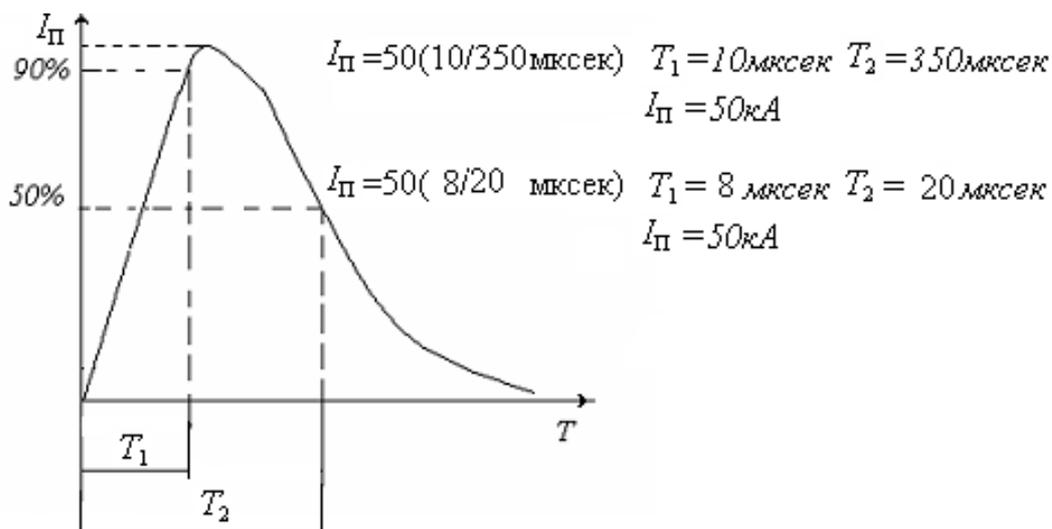


Рисунок 16.2. – Форма и примеры записи испытательных импульсов различных параметров

Для защиты от высоковольтных импульсных помех используются разрядники, варисторы, ограничительные диоды и элементы микроэлектроники.

Ток молнии по статистике составляет ≈ 200 кА, и для защиты воздушного ввода от импульсных перенапряжений следует применять разрядники искрового типа, которые соответствуют УЗИП класса I, имеющие значения $I_{\Pi} = 50\text{--}100$ кА (10/350 мкс). При этом считается, что на другом конце линии стоит такой же разрядник и часть тока молнии растекается по земле. УЗИП на базе варисторов обычно применяют в первой ступени защиты подземного кабельного ввода для чего достаточно $I_{\Pi} = 20$ кА (10/350 мкс).

Для защиты по току используются самовосстанавливающиеся элементы многократного действия (позисторы – термисторы на основе полупроводников с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС – Poliswitch)), а также различные устройства с электронным управлением.

На последней ступени защиты может быть просто варистор или сетевой фильтр.

В практике монтажа иногда по соображениям упрощения все элементы защиты устанавливают на входе зоны 3, т.е. от наиболее мощных и медленных до наиболее прецизионных и быстродействующих УЗИП. Фактически в этом случае зоны 1 и 2 не формируются. Внутри зоны 3 все кабели питания и информационные линии выполняются экранированными.

Если структура аппаратуры представляет собой типы «звезда» или «кольцо» и к ней подключается множество пользователей, то УЗИП должны устанавливаться на границе зоны защиты на входах и выходах линий.

Если структура такова, что представляет собой два комплекта аппаратуры, удаленных друг от друга и соединенных линией связи, то необходима установка двух УЗИП на входах защитных зон каждого комплекта.

Стандартом предусмотрены параметры испытательного импульса при испытаниях УЗИП (см. рисунок 16.2).

Вольт-амперная характеристика разрядника имеет типовой вид, как на рисунке 16.3.

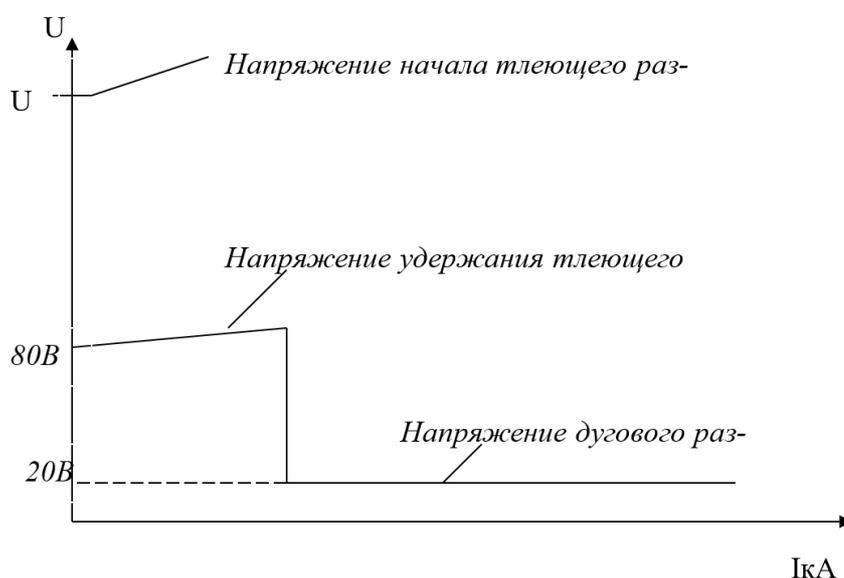


Рисунок 16.3. – Вид вольт-амперной характеристики разрядника

В разряднике возникает тлеющий разряд при напряжении ионизации U_T и удерживается, если напряжение превышает 80 В; при дальнейшем нарастании тока происходит зажигание дуги. При дуговом разряде напряжение составляет примерно 20 В (зависит от материала электродов разрядника) и не зависит от тока. Разрядник имеет большой сопровождающий ток I_f . Чтобы этот ток прекратился, нужно либо снизить напряжение ниже напряжения существования дуги (20 В), либо уменьшить величину тока ниже значения тока гашения дуги.

Следовательно:

– при срабатывании разрядника ток практически закорачивает цепь (не только импульсы перенапряжения, но и силовую цепь). Обычно этот ток прекращается при прохождении волны напряжения через ноль;

– разрядник может пропускать большие токи через себя при сравнительно небольшой энергии, выделяемой на нем.

Вольт-амперная характеристика варистора предложена на рисунке 16.4.

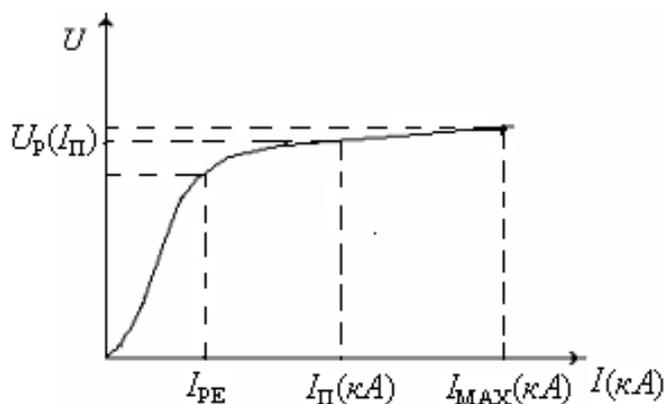


Рисунок 16.4. – Вид вольт-амперной характеристики варистора

Анализируя вольт-амперную характеристику варистора, можно сделать следующие выводы:

- варистор не имеет сопровождающего тока;
- при прохождении импульса он выделяет большую энергию;
- варистор имеет ток утечки I_{PE} , чего нет у разрядника.

Для улучшения защитных свойств в УЗИП иногда включают последовательно разрядник и варистор.

Большую популярность получили трубчатые разрядники. В них разрядный промежуток находится в трубке, материал которой выделяет много газа при наличии дуги в разрядном промежутке. Выделенный газ резко повышает давление в трубке, и дуга гасится и «выдувается» из разрядного промежутка, что резко уменьшает негативное действие сопровождающего тока.

Слаботочные цепи, в отличие от силовых, имеют свои особенности (малые рабочие токи, высокая рабочая частота, чувствительность к вносимым импедансам и т.д.), которые определяют конструкцию применяемых УЗИП. Они обычно включаются в защищаемую линию последовательно, имеют несколько иную элементную базу. Чаще всего в них используются газовые разрядники, суперпрессорные диоды (встречно включенные быстродействующие стабилитроны) и другие полупроводниковые приборы, а также резисторы и индуктивности в различных комбинациях (фильтры). Варисторы в УЗИП для слаботочных цепей применяются редко в связи с их относительно большой емкостью и влиянием на полезный сигнал.

Еще одно явление, порождаемое молнией (и вспышками на Солнце), – атмосферерики (свистящие атмосферерики). Это низкочастотные электромагнитные волны. Они обладают малым затуханием и могут распространяться на значительные расстояния. Их называют свистящими из-за характерного свиста в радиоэфире с изменяющейся частотой (обычно от высокой частоты к низкой). Это связано с дисперсией электромагнитных волн при распространении вдоль магнитной силовой линии Земли. При приеме волн, не распространяющихся вдоль магнитной силовой линии, атмосферерики в широкополосном приемнике воспринимаются на слух как шорохи. Прием атмосферерики в условиях города и вблизи линий передачи электроэнергии проблематичен, т.к. они маскируются наводками от силовой сети и промышленными помехами. Но факт, что они существуют и их энергия сосредоточена в диапазоне от 250 до 10 000 Гц (максимум расположен около 7 кГц).

16.2. Защита от статического электричества

Еще одной важной особенностью среды, в которой функционирует и производится РЭА, является наличие статического электричества. Защита от статического электричества должна иметь место на всех этапах жизненного цикла РЭА, содержащей полупроводниковые элементы. Электрические заряды накапливаются в результате трения поверхностей друг о друга, и напряжение между заряженными поверхностями может достигать значительных величин. При воздействии разрядов статического электричества на *p-n*-переходы и изолированные электроды, наряду с полным выходом из строя полупроводникового прибора, имеют место незначительные повреждения (проколы), которые в процессе эксплуатации развиваются в крупные дефекты, приводящие к отказам аппаратуры (деградация прибора). Такие повреждения могут быть выявлены в процессе технологической наработки после сборки и регулировки РЭА. Кроме вывода из строя полупроводниковых приборов, разряды статического электричества создают шумы и помехи всем радиоэлектронным системам (см. трибоэлектрический эффект).

Основными в борьбе с негативным влиянием статического электричества должны быть действия превентивного характера:

- 1) применение в технологическом процессе антистатических браслетов, специальных технологической одежды и обуви персонала, покрытия полов и стен, материалов мебели (столов, стульев), регулирования влажности и других мероприятий. Это должно быть отражено в технологических инструкциях и другой нормативной технической документации;

- 2) применение в схемах и конструкциях технических решений и средств, исключающих вредное влияние статических разрядов на аппаратуру.

В ГОСТ 21191-91 (МЭК 801-2-91) приведена форма испытательного импульса тока от генератора при испытании аппаратуры на устойчивость к статическим разрядам и степень жесткости испытаний (рисунок 16.5, таблица 16.1).

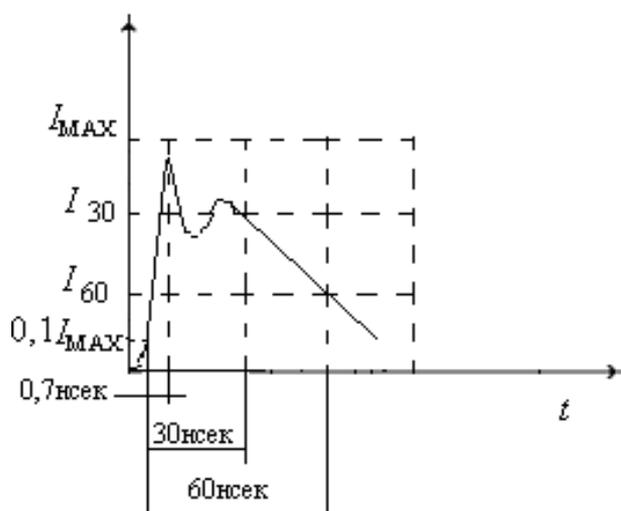


Рисунок 16.5. – Форма и параметры испытательного импульса на устойчивость к статическим разрядам

Таблица 16.1. – Характеристики разряда

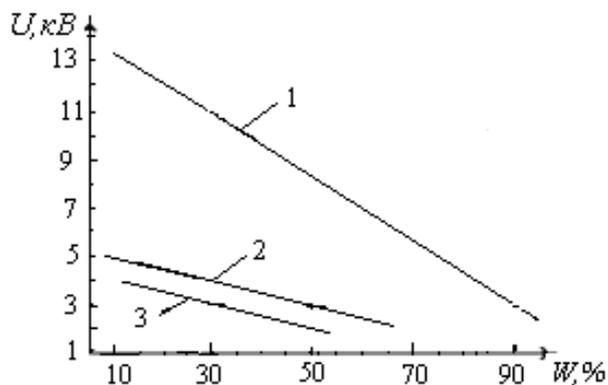
Степень жесткости	Напряжение, кВ	Ток $I_{\max} \pm 10\%$, А	Время нарастания тока разряда, нс	Ток разряда, А, $\pm 30\%$	
				при 30 нс I_{30}	при 60 нс I_{60}
1	2	7,5	0,7÷1	4	2
2	4	15	0,7÷1	8	4
3	6	22,5	0,7÷1	12	6
4	8	30	0,7÷1	16	8

Различные материалы, в зависимости от влажности окружающего воздуха, могут заряжаться до различных значений. Это отражено на рисунке 16.6.

Анализируя приведенные данные, можно констатировать, что в реальных условиях напряжение статических зарядов может достигать 15 кВ и токи (пиковые) разряда – до 30 А (правда, очень короткое время). Энергию разряда можно оценить из того, что стандарт рекомендует проводить испытания через накопительный конденсатор емкостью 150 пФ. Значит, энергия статического разряда может составлять 0,017 Дж.

При разработке аппаратуры в схемах и конструкции следует применять следующие меры для защиты от статических разрядов в процессе работы и эксплуатации:

- ограждения и другие меры, препятствующие доступу рукам и инструменту оператора, обслуживающего персонала к монтажу и радиоэлементам;
- применение схемных мер, таких как диоды и ограничители со стабилитронной характеристикой (варисторы, разрядники и т. п.), фильтры (обычно RC) на входных клеммах и линиях связи и, где возможно, аттенюаторы; использование заземлителей и утечек зарядов (сопротивления на землю порядка 1 МОм). При этом ограничители и аналогичные им устройства должны иметь достаточное быстродействие для демпфирования статических зарядов;
- применение при ремонте антистатической одежды и обуви, антистатических браслетов на руки (сопротивление между браслетом и землей должно составлять около 1 МОм). Заземление монтажных столов, инструмента и приборов обязательно. Радиоэлементы до монтажа должны храниться в специальной таре или быть завернуты в металлическую фольгу.



1 – синтетика, 2 – шерсть, 3 – антистатическая ткань

Рисунок 16.6. – Напряжения, до которых могут быть заряжены различные ткани в зависимости от относительной влажности воздуха

Эти мероприятия не исключают применение других мер по защите от статического электричества. Например, при использовании в производстве диэлектриков с поверхностным сопротивлением 100 ГОм и выше такая мера, как заземление, бесполезна. В этом случае помогает только ионизация воздуха. Для ионизации может быть применена система с ионизатором и вентилятором. Для ионизации может быть применено электрическое устройство или при определенных условиях радиоактивное, например, на основе полония-210.

Перенапряжения (статические, импульсные) влияют на искробезопасность и взрывозащищенность оборудования, что влечет за собой принятие дополнительных мер.

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

Лабораторная работа 1 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ВЕЛИЧИНЫ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ КАТУШКАМИ ИНДУКТИВНОСТИ ОТ РАССТОЯНИЯ И ВЗАИМНОЙ ОРИЕНТАЦИИ

Цель работы

Исследовать зависимость величины наведенного напряжения от расстояния и взаимной ориентации катушек.

Общие сведения

В электронных приборах может возникать ситуация, когда наряду с предусмотренными электрической схемой каналами передачи информации (по объемным проводам и печатным проводникам) возникают побочные пути распространения электрических сигналов. Причинами возникновения таких каналов являются создаваемые электрическими зарядами и токами поля. Электрические и магнитные поля возникают за счет постоянных электрических зарядов и электрического тока в электрорадиоэлементах и цепях электронных приборов. Электромагнитные поля создаются зарядами и переменными токами. Для работы электронных устройств необходимо выполнить гальваническое соединение электрорадиоэлементов, что приводит к возникновению дополнительных каналов распространения сигналов одних устройств по цепям других блоков и узлов. В результате это приводит к появлению паразитных связей и наводок.

Паразитные поля распространяются в окружающем пространстве и оказывают воздействие на электрорадиоэлементы и электрические цепи соседних электронных устройств, ухудшая их работу.

Известны следующие виды паразитных связей:

- емкостная;
- индуктивная;
- гальваническая.

Емкостная связь образуется в результате воздействия электрического поля, индуктивная является результатом воздействия магнитного поля, гальваническая связь возникает через общее активное сопротивление.

Паразитная связь между разнесенными источником и приемником напряжения происходит в основном по проводам. Чтобы устранить эту связь, достаточно включить одну или несколько развязывающих ячеек.

Одним из способов снижения паразитных связей между электрическими элементами и цепями является экранирование.

Определение необходимости экранирования электрической цепи или электрорадиоэлемента, как и определение достаточности того или иного вида экрана, почти не поддается техническому расчету, потому что известные теоретические решения отдельных простейших задач оказываются не применимыми к сложным электрическим цепям, состоящим из произвольно расположенных в пространстве элементов, излучающих электромагнитную энергию в самых разнообразных направлениях. Для расчета экрана пришлось бы учитывать влияние всех этих отдельных излучений, что невозможно.

Эффективность экранирования

Эффективностью экранирования (\mathcal{E}) называется отношение напряжений, токов, напряженностей электрического и магнитного поля в экранируемом пространстве при отсутствии и наличии экрана. Количественная оценка эффективности экрана выражается в относительных единицах и определяется по формуле

$$\mathcal{E} = U_0/U = I_0/I = E_0/E = H_0/H,$$

где E_0 , H_0 – напряженность электрической и магнитной составляющих поля, соответственно, в защищаемой области пространства при отсутствии экрана;

E , H – напряженность электрической и магнитной составляющих поля, соответственно, в этой же точке пространства при наличии экрана.

Подавление паразитной емкостной связи

Чтобы уменьшить паразитную емкостную связь между отдельными блоками или радиоэлектронными устройствами $C_{\text{пар}}$, изменяют расположение узлов относительно один другого, отдаляют их на максимально возможное расстояние друг от друга, меняют ориентацию, используют в конструкции миниатюрные радиоэлементы. При недостаточности этих мер между элементами устанавливается экран, служащий для экранирования электрического поля (постоянного и переменного). Иногда этот вид экранирования называют электростатическим. Экран вводит в цепь связи блоков А и В дополнительный емкостный делитель, который определяет напряжение на нем (как показано на рисунке 1.1).

Напряжение в точке В зависит от напряжения на экране и делителя из емкостей C_2 и $C_В$. Если $C_1 \gg C_3$, то первый делитель почти не действует, напряжение на экране почти равно напряжению в точке А, напряжение в точке В ($U_В$) после установки экрана возрастает, а экран оказывается вредным.

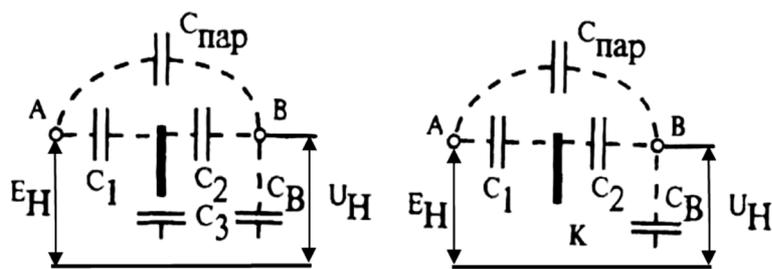


Рисунок 1.1. – Экранирование паразитной емкостной связи

С увеличением емкости C_3 напряжение U_H падает и при $C_3 = \infty$ (что равносильно короткому замыканию между экраном и корпусом) становится равным нулю, если не учитывать остаточную паразитную емкость $C_{\text{ПАР}}$ между телами. В действительности напряжение в точке В не равно нулю и может быть определено из уравнения

$$U_H = E_H C_{\text{ПАР}} / C_B.$$

Защита от паразитных наводок

Согласно рисунку 1.1, между точками АК протекает ток, величина которого определяется большим сопротивлением паразитной емкости C_1 . Этот небольшой ток создает незначительный магнитный поток, которым пренебрегают. Также пренебрегают падением напряжения, получающимся на большой поверхности экрана. Важно, чтобы соединение экрана с корпусом было действительно коротким. Здесь соединительные проводники недопустимы. Несколько сантиметров провода могут резко ухудшить экранирование, особенно в диапазонах КВ и УКВ. Эффективность экранирования электрического поля не зависит от толщины экрана. Применимы даже электропроводящие краски. Узкие щели и отверстия в экране не ухудшают экранирования электрического поля, если они малы по сравнению с длиной волны.

При использовании для экранирования металлического листа (крышки) экран может действовать по-разному. Если лист не соединен с корпусом, то такая крышка дает увеличение паразитной связи. Если лист замкнуть на корпусе, то паразитная емкостная связь уменьшится. Отсюда следует, что присоединенная к корпусу прибора крышка улучшит эффективность экранирования, несмотря на то, что она расположена не между экранируемыми телами. Экранирование может быть довольно эффективным, если лист проходит вблизи от экранируемых точек. В конструкции крышки важно, чтобы надежный контакт с корпусом не нарушался при производстве и эксплуатации. Крышка, плохо соединенная с корпусом, может оказаться причиной отказа в работе устройства.

Особенно тщательно нужно подходить к выбору конструкции крышек, прикрывающих одновременно несколько экранированных отсеков. На ВЧ приходится учитывать индуктивность и сопротивление внутренней поверхности крышки, создающих остаточную паразитную связь. Для устранения ее к крышке приклепывают пружинные губки, обеспечивающие контакт с промежуточными перегородками почти по всему периметру. Такое решение дорого, сложно, очень надежно и не полностью устраняет ПС. Лучше делать отдельные крышки, закрывающие каждый отсек или два-три отсека. В этом случае можно обойтись без губок, обеспечивая надежный контакт каждой крышки с корпусом не менее чем в двух точках.

Металлизация

В аппаратуре всегда имеются металлические части, служащие не для экранирования, а для крепления, предохранения от повреждений, амортизации силовых приводов и т.д. Случайно размещенные вблизи не соединенные с корпусом металлические детали могут образовать паразитную связь. Поэтому следует обеспечивать надежный контакт с корпусом всех нетоко-несущих деталей устройства. Съёмные детали должны иметь по всему периметру соприкосновения металлическое покрытие, не подверженное коррозии. Несъёмные детали следует приваривать или припаивать. Ненадежные контакты в системе металлизации могут сами оказаться источниками помех. Особенно сложно осуществить надежное контактное соединение в конструкциях из алюминия, алюминиевых и магниевых сплавов, на которых образуется окисная нетокопроводящая пленка. Здесь применяют самонарезающиеся винты, лепестки из биметалла, врезающиеся шайбы и пластины, герметизацию мест присоединения компаундом и другие способы. Отсутствие учета свойств алюминия в бытовой РЭА и приборах широкого применения, особенно при креплении корпусов электролитических и проходных конденсаторов, приводит к ухудшению параметров и увеличению числа отказов.

Подавление паразитной индуктивной связи

Для уменьшения взаимной индуктивности $M_{\text{пар}}$ можно применить различные способы: изменить расположение связанных цепей при максимальном расстоянии одной от другой; подобрать ориентацию трансформаторов, дросселей и катушек так, чтобы их оси были перпендикулярны; использовать элементы с малым рассеиванием магнитного потока (торроидальные и броневые сердечники из магнитодиэлектриков и ферритов, материалы

с высокой магнитной проницаемостью); увеличить полное сопротивление связанных цепей. При недостаточности этих мер проводится экранирование магнитного поля.

Экранирование постоянного и медленно изменяющегося магнитного поля

Этот вид экранирования часто называют магнитоэлектростатическим. Экраны изготавливают из ферромагнитных материалов (пермаллоя или стали) с большой относительной магнитной проницаемостью μ_r . Линии магнитной индукции проходят в основном по стенкам такого экрана, 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 нем 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. Ее можно приближенно определить по уравнению

$$\mathcal{E} = 1 + \mu_r \delta_{\text{ЭКР}} / D,$$

где $\delta_{\text{ЭКР}}$ – толщина стенок экрана;

D – диаметр эквивалентного сферического экрана, близкий к длине стенки кубического экрана.

На указанных частотах экран получается громоздким и дорогим. Получить удовлетворительную эффективность удается только при применении специальных материалов с высоким значением μ_r .

Экранирование высокочастотного магнитного поля

В конструкции электромагнитных экранов применяют немагнитные и ферромагнитные металлы. Вихревые токи, наведенные полем источника излучения в теле экрана, вытесняют внешнее поле из пространства, занятого экраном. Токи в экранирующем цилиндре распределяются неравномерно по его сечению, что обусловлено поверхностным эффектом (скин-эффект). Сущность последнего заключается в том, что переменное магнитное поле ослабляется по мере проникновения в глубь металла, т.к. внутренние слои экранируются вихревыми токами, циркулирующими в поверхностных слоях.

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

На глубине $x = \delta$ плотность тока и напряженность магнитного поля падает в e раз, т.е. до величины 0,37 от плотности тока и напряженности поля на поверхности.

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 экрана можно определить по приближенному уравнению

$$\mathcal{E} \approx e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2,8m\delta} \right).$$

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

$$\mathcal{E} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{\omega\mu\sigma D\delta_{\text{ЭКР}}}{2m} \right)^2},$$

где $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ – магнитная проницаемость;

$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8} \text{Г} \cdot \text{см}^{-1}$ – магнитная постоянная;

μ_r – относительная магнитная проницаемость;

$\delta_{\text{ЭКР}}$ – толщина стенок экрана, см;

D – ширина прямоугольного экрана или диаметр цилиндрического и сферического, см;

$\omega = 2\pi f$ – угловая частота;

f – частота, Гц;

σ – удельная проводимость, $\text{См} \cdot \text{см}^{-1}$;

m – коэффициент формы экрана ($m = 2$ для прямоугольного и $m = 3$ для сферического).

На частотах 0,1–1 кГц экранирование вихревыми токами действует слабо, и магнитное поле можно ослабить только шунтированием его ферромагнитным материалом с большим μ_r . С повышением частоты увеличивается вытеснение магнитного поля из объема ферромагнитного материала вследствие поверхностного эффекта, уменьшается действующая толщина экрана; эффективность экранирования шунтированием поля падает,

а вытеснением поля растет. 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 интегральных схемах. Только в редких случаях применяют многослойные экраны из различных материалов.

На частотах выше 10 кГц всегда можно подобрать материал и его толщину так, чтобы выполнялось неравенство $\delta_{\text{ЭКР}} > \delta$. Это позволяет пользоваться формулой, из которой следует, что ориентировочная эффективность экрана будет

$$\mathcal{E}_{\text{МИН}} = e^{\delta_{\text{ЭКР}}/\delta},$$

поэтому при проектировании экрана можно воспользоваться коэффициентом, который измеряется в неперах ($1\text{Нп} = 8,68 \text{ дБ}$):

$$B_{\text{МИН}} = \delta_{\text{ЭКР}}/\delta.$$

На частотах свыше 1 МГц экран из любого металла толщиной от 0,5 до 1,5 мм действует весьма эффективно. При выборе толщины и материала экрана в первую очередь следует учитывать не электрические свойства металла, а его механическую прочность, вес, жесткость, стойкость против коррозии, удобство стыковки отдельных деталей, осуществления между ними переходных контактов с малым сопротивлением, удобство пайки, сварки и пр. Для частот свыше 10 МГц хорошим экраном является медная пленка толщиной около 0,1 мм. Поэтому на этих частотах в конструкции экранов допустимо применение фольгированного гетинакса или другого изоляционного материала с нанесенным на него медным покрытием. Можно использовать электропроводящие краски и пленки.

Значения эффективной глубины проникновения для стали с относительной магнитной проницаемостью $\mu_r = 50$ показывают, что и на ВЧ эффективность стального экрана больше, чем немагнитного. Однако стальные экраны могут вносить значительные потери в экранируемые цепи вследствие большого значения ρ и явления гистерезиса. Поэтому их применяют только в случаях, когда с вносимыми потерями можно не считаться.

При правильно выбранных размерах и материале магнитного экрана рассчитанное значение \mathcal{E} почти всегда оказывается больше необходимого.

При этом действительная эффективность зависит исключительно от конструкции и качества выполнения экрана. Коэффициент индуктивной ПС пропорционален $M_{\text{ПАР}}$. Очевидно, что подобно подавлению емкостной ПС после экранирования магнитного поля остаточная индуктивная ПС пропорциональна $M'_{\text{ПАР}}$. Учитывая, что все другие величины не изменяются, получаем:

$$\mathcal{E} = M_{\text{ПАР}} / M'_{\text{ПАР}} .$$

Оборудование и аппаратура

1. Лабораторный стенд.
2. Генератор сигналов низкочастотный ГЗ-112.
3. Милливольтметр ВЗ-38Б.
4. Набор экранов.

Задание и порядок выполнения работы

1. Собрать схему, представленную на рисунке 1.2. Заземлить приборы и стенд.

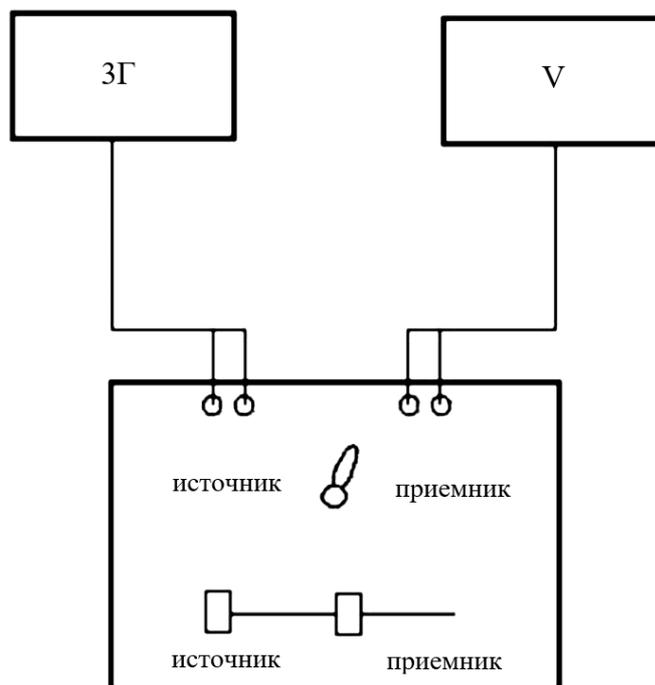


Рисунок 1.2. – Схема измерений

2. Получить у преподавателя задание (номер варианта).
3. Установить на приборах переключатели:
 - ГЗ-112 – «Г» – «~» в положение «~»;

- dB – в положение «О»;
 - частота Hz – согласно своему варианту;
 - ВЗ-38 Б – в положение «10 В».
4. Составить таблицу для записи результатов измерений (таблица 1.1).
 5. С разрешения преподавателя включить приборы в сеть.
 6. На лабораторном стенде тумблер «V» поставить в положение «ИСТ» и ручкой «U_{вых}» прибора ГЗ-112 по прибору ВЗ-38Б выставить величину входного сигнала своего варианта.
 7. Установить приемную катушку «ПР» на стенде на расстояние 1 см от источника и на угол согласно своему варианту.

Таблица 1.1. – Результаты измерений

Вариант № Уист = В, частота f = Гц						
Состояние и положение катушек		Значение U _{пр} , В, для различных расстояний между катушками				
Вид экрана	Угол	1 см	2 см	3 см	4 см	5 см
Без экрана	0°					
	30°					
	60°					
	90°					
С экраном № 1	0°					
	30°					
	60°					
	90°					
С экраном № 2	0°					
	30°					
	60°					
	90°					
С экраном № 3	0°					
	30					
	60°					
	90°					

8. Переключить на стенде тумблер «V» в положение «ПР».
9. Установить нужный диапазон измерений прибора ВЗ-38Б и записать его показание в таблицу 1.1.
10. Отодвигая катушку «ПР» от катушки «ИСТ» последовательно на 2, 3, 4, 5 см, выполнить измерения согласно п. 9.
11. Установить на катушку «ИСТ» экран (согласно заданию своего варианта) и повторить измерения по пп.7–10.
12. Провести измерения для всех заданных экранов и углов.
13. По окончании измерений с разрешения преподавателя выключить питание приборов.

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Схема измерения.
4. Краткое описание используемого лабораторного стенда.
5. Данные проведенных измерений.
6. Графики зависимости величины измеренного значения напряжения на приемной катушке от расстояния между катушками для всех экранов и углов.
7. Выводы и рекомендации о возможных применениях исследованных экранов.

Лабораторная работа 2 ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ ЧЕРЕЗ КАНАЛ С ПОМЕХОЙ

Цель работы

Промоделировать процесс передачи информации через канал с помехой.

Общие сведения

В данной лабораторной работе исследуются характеристики передачи информации через канал с помехой в программном пакете MATLAB.

Синфазные шумы (продольные, общего вида) действуют на оба провода проводной цепи в фазе – отсюда и их название (вдоль цепи, а т.к. они чаще всего встречаются, то общий вид). Действие синфазных (продольных) шумов представлено на рисунке 2.1.

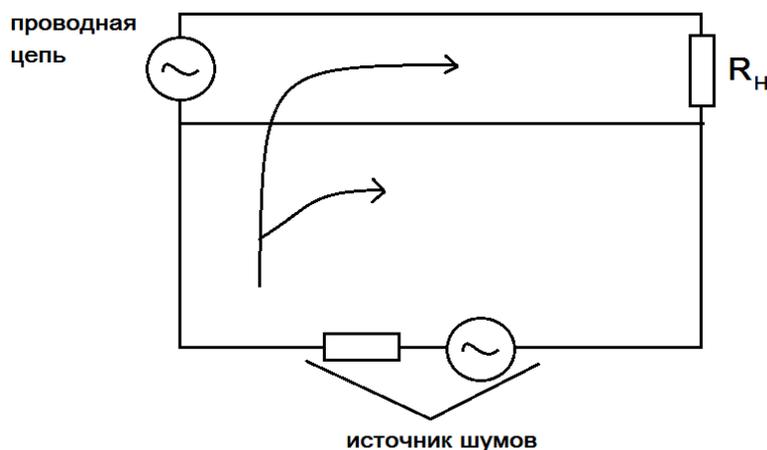


Рисунок 2.1. – Действие синфазных шумов

Однако в продольной цепи могут действовать и шумы, напряжение которых действует последовательно с источником сигнала, т.е. физика действия их на схему другая, поэтому их называют противофазными шумами (шумы нормального вида, поперечные шумы).

Классический пример – магнитная наводка. Токи шумов текут противофазно по проводной цепи. Действие противофазных шумов представлено на рисунке 2.2.

Проблема подавления шумов возникает при наличии трех необходимых элементов:

- источника шумов;
- схемы приемника, чувствительной к шумам;
- канала связи, по которому шумы попадают в приемник.

При анализе необходимо определить:

- Источник шумов.
- Что служит приемником шумов?
- Чем связан приемник и источник шумов?

При этом есть три способа избавления от помех:

- Подавить шумы в источнике.
- Сделать приемник нечувствительным к таким видам шумов.
- Минимизировать коэффициент передачи шумов через канал связи.

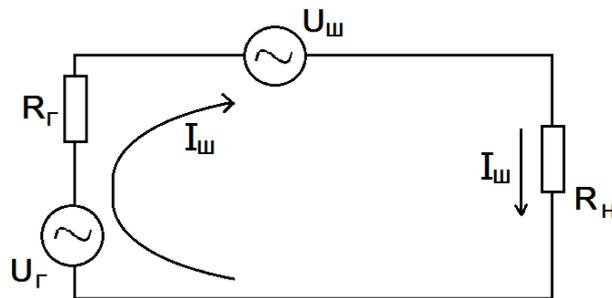
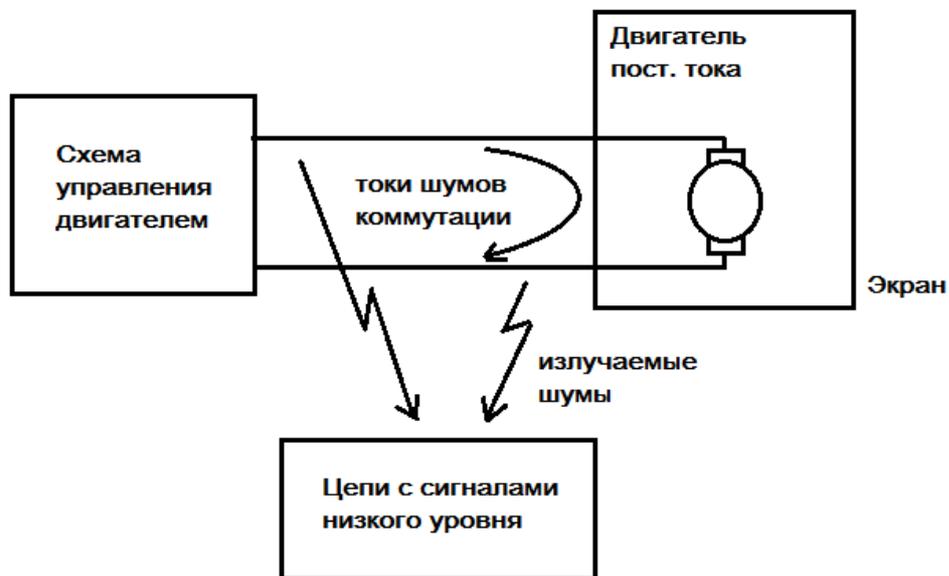


Рисунок 2.2. – Действие противофазных шумов

Пример



Исследование передачи информации через канал с помехой проводится согласно схеме моделирования, изображенной на рисунке 2.3.

В схеме моделирования используются следующие функциональные узлы:

Gaussian Noise Generator – генератор гауссова шума;

Random Integer Generator – генератор целых случайных чисел;

Constant – источник постоянного сигнала;
Sign – определение знака сигнала;
Sine Wave – источник синусоидального сигнала;
Product – блок умножения;
Analog Filter Design – фильтр нижних частот;
Scope – осциллограф.

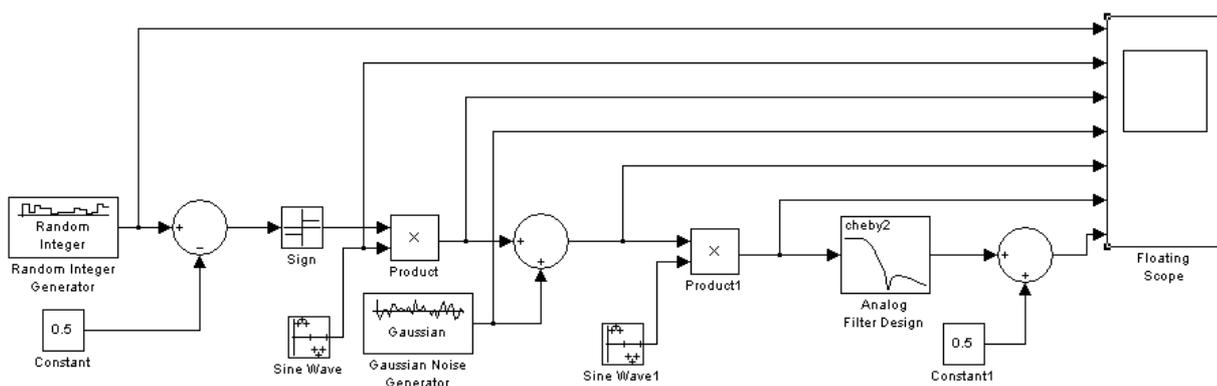


Рисунок 2.3. – Схема канала передачи информации с воздействием помехи

С помощью фазовой модуляции можно передавать полезный сигнал через канал с амплитудой помехи, равной уровню сигнала и выше.

На рисунке 2.4 представлены осциллограммы, которые были полученные в блоке Scope.

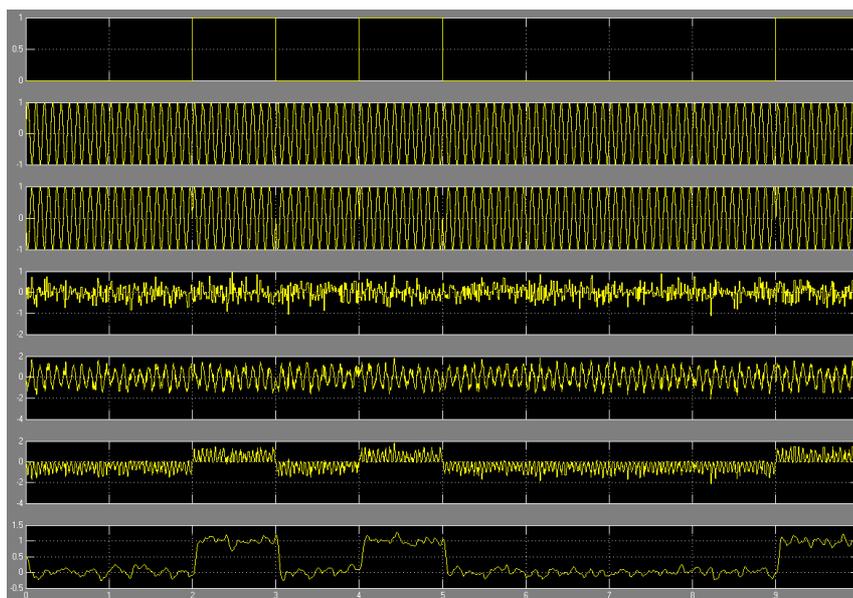


Рисунок 2.4. – Полученные осциллограммы из блока Scope

На рисунке 2.4 можно выделить некоторые сигналы:

1. Передаваемый сигнал.
2. Несущий сигнал.
3. Модулированный сигнал.
4. Сигнал помехи.
5. Принимаемый сигнал.
6. Демодулированный сигнал.
7. Сигнал на выходе.

Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с принципиальными схемами исследуемых методов.
2. Провести моделирование указанных выше схем в программном пакете MATLAB для номиналов элементов и в частотном диапазоне, указанном преподавателем.
3. Провести моделирование указанных выше схем с точки зрения шумовых свойств.

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых устройств.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

Лабораторная работа 3 СХЕМЫ НА ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Цель работы

Исследовать работу и снять характеристики схем на пассивных элементах.

Общие сведения

Реальные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности) не являются идеальными, и их характеристики не совпадают с «теоретическими». Следовательно, эти элементы отличаются от тех, на которые в идеале рассчитывает разработчик, в результате они часто могут быть источниками шумов. Эквивалентные схемы пассивных элементов были рассмотрены в лекционном курсе. В данной лабораторной работе исследуются эквивалентные схемы в программном пакете Multisim 12.0. Моделирование эквивалентной схемы конденсатора осуществляется согласно рисунку 3.1.

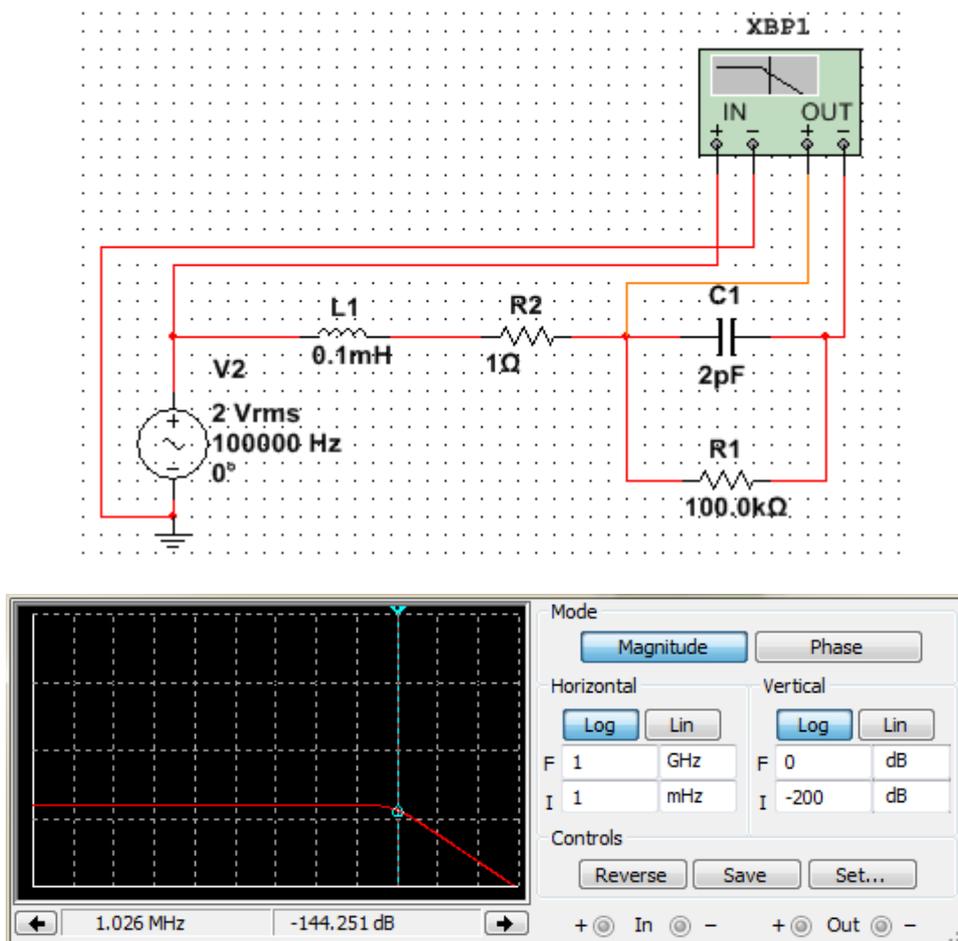


Рисунок 3.1. – Моделирование эквивалентной схемы конденсатора

Моделирование пассивного элемента в виде катушки индуктивности – согласно рисунку 3.2.

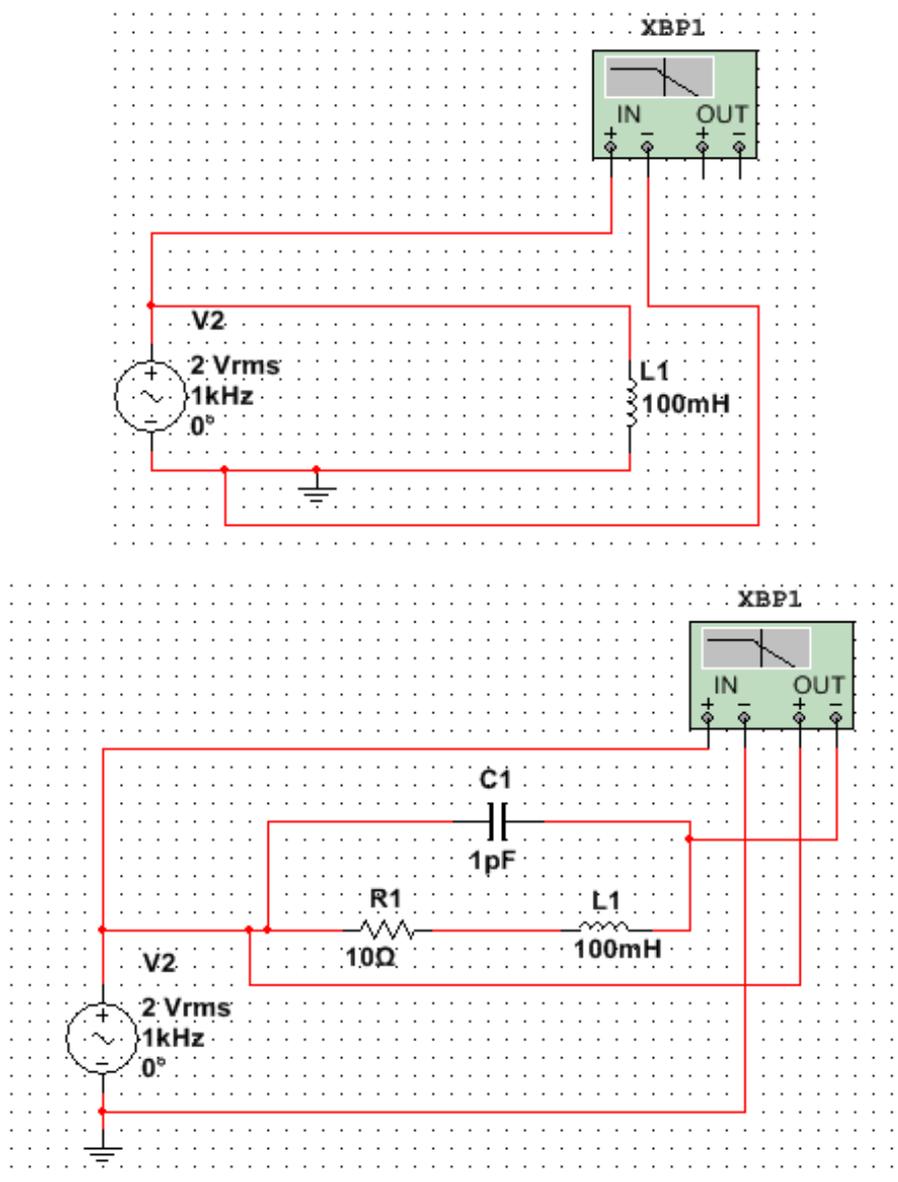


Рисунок 3.2. – Моделирование эквивалентной схемы индуктивности

Эквивалентная схема резистора представлена на рисунке 3.3.

При соединении элементов схем в более сложное устройство паразитные элементы оказывают большое влияние на работу схемы.

На рисунке 3.4 построена схема RC -фильтра и его эквивалентная схема с учетом паразитных элементов.

На рисунке 3.5 построена схема LC -фильтра и его эквивалентная схема с учетом характеристик элементов.

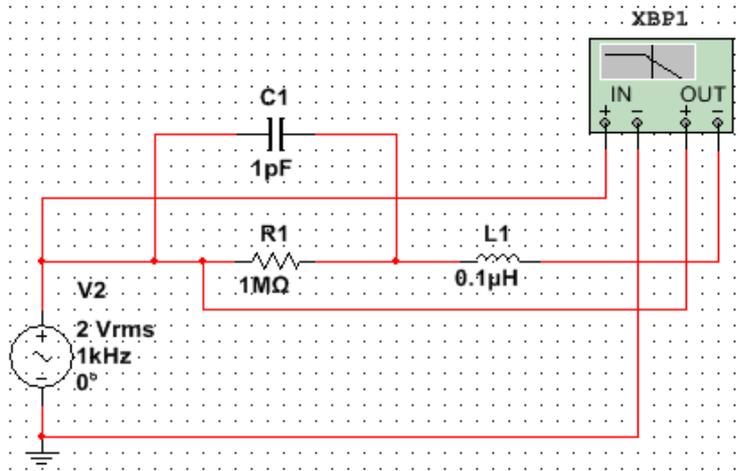


Рисунок 3.3. – Моделирование эквивалентной схемы с резистором

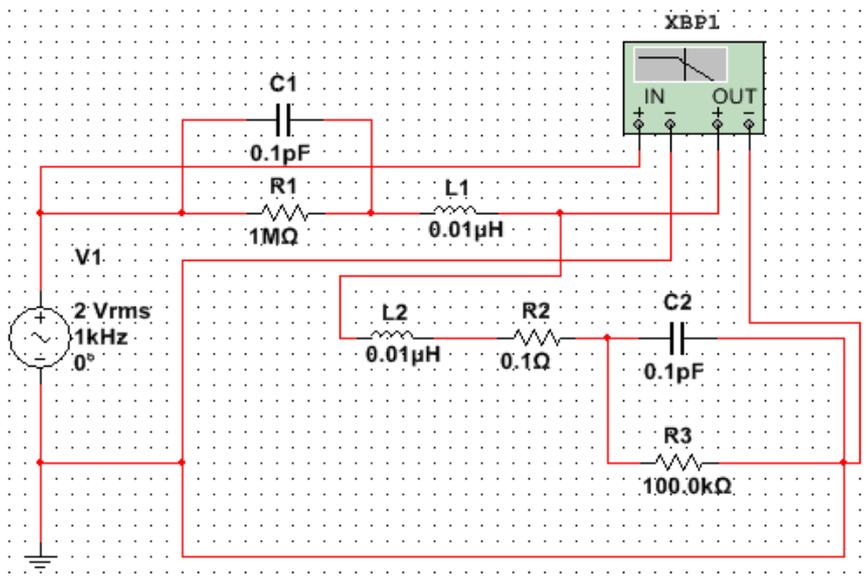
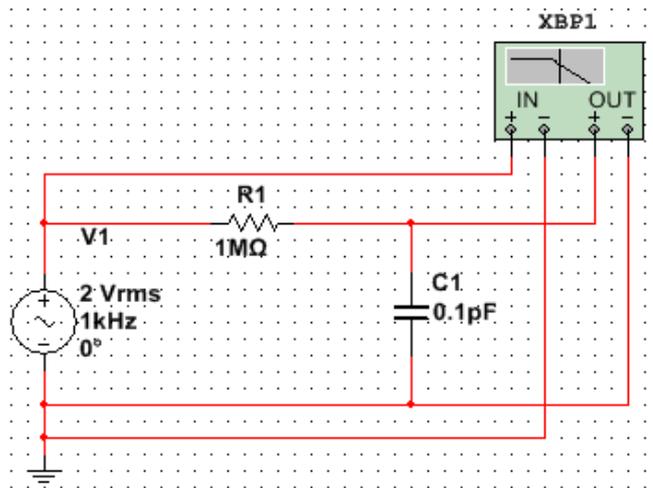


Рисунок 3.4. – Моделирование RC-фильтра в пакете Multisim

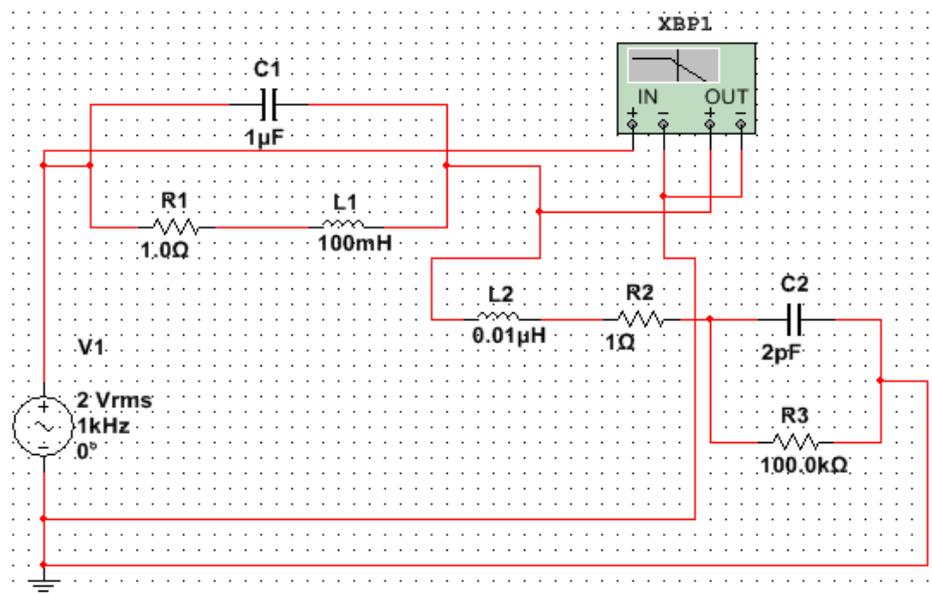
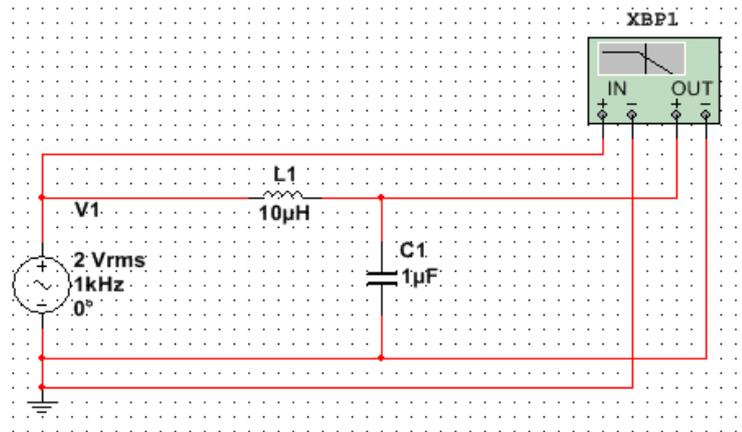


Рисунок 3.5. – Моделирование *LC*-фильтра в пакете Multisim

Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с принципиальными схемами исследуемых методов.
2. Провести моделирование указанных выше схем в программном пакете Multisim для номиналов элементов и в частотном диапазоне, указанном преподавателем.
3. Провести моделирование указанных выше схем с точки зрения шумовых свойств.

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых устройств.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

Лабораторная работа 4

СХЕМЫ ПОДАВЛЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Цель работы

Исследовать работу схем подавления переходных процессов при индуктивной нагрузке.

Общие сведения

Переходные процессы при индуктивных нагрузках приводят к ряду негативных моментов: возникновению шумов, скачкам напряжений и токов, перегрузке схем и т.д.

В данной лабораторной работе проводится исследование переходных процессов в программном пакете Multisim.

На рисунке 4.1 приведена схема с включением диода параллельно индуктивной нагрузке.

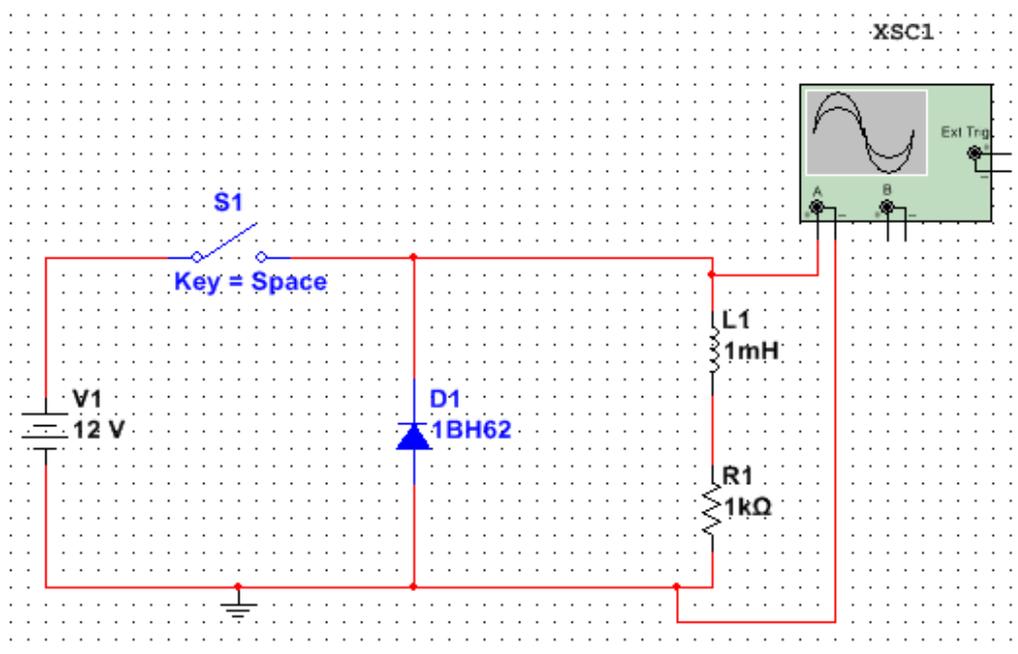


Рисунок 4.1. – Цепь с диодом

Согласно схеме на рисунке 4.2 проверяется моделирование для встречного включения двух стабилитронов.

Включение последовательно с диодом стабилитрона дает возможность быстро спадать току в индуктивности и ограничить напряжение на каскадах (рисунок 4.3).

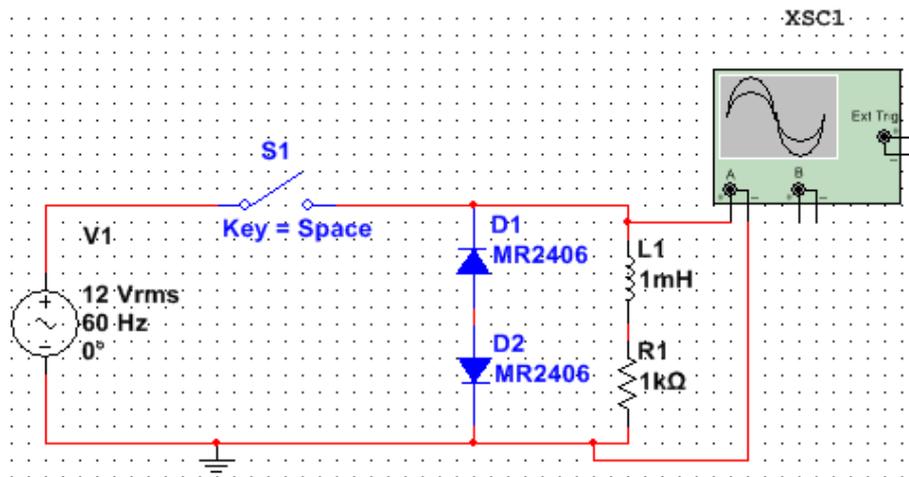


Рисунок 4.2. – Встречное включение двух стабилитронов

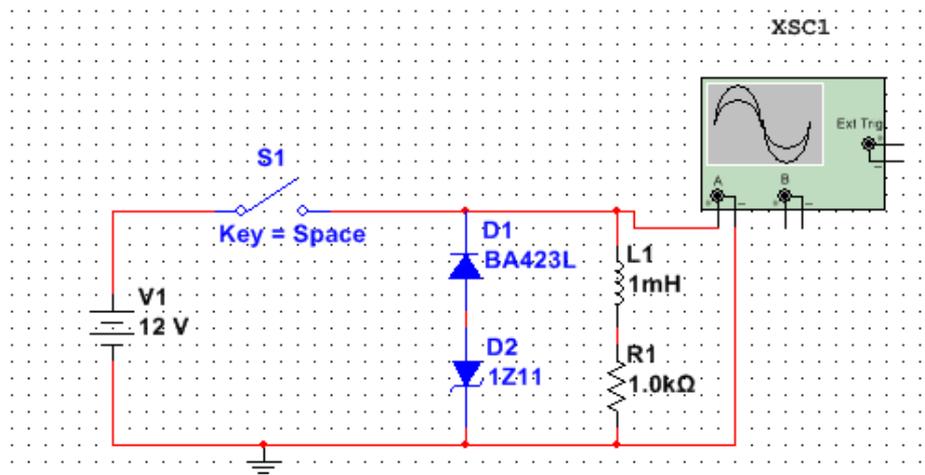


Рисунок 4.3. – Включение последовательно с диодом стабилитрона

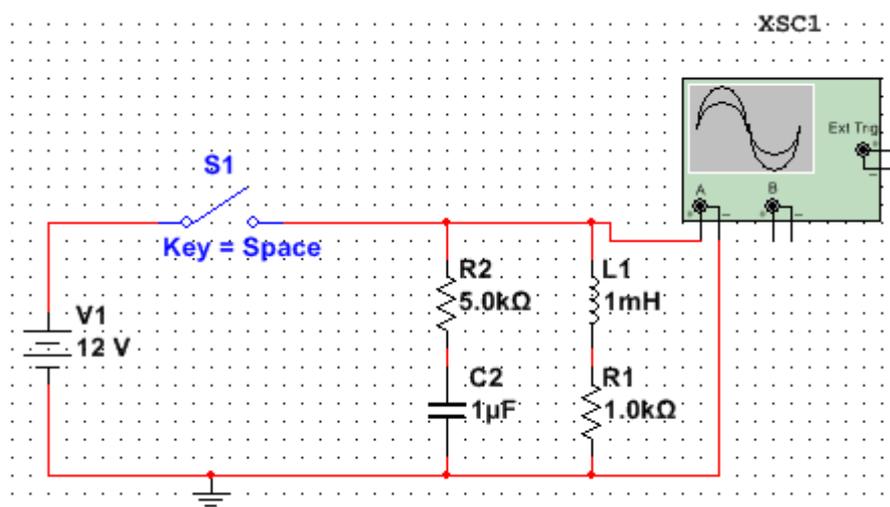


Рисунок 4.4. – Схема подавления переходных процессов с включением RC-цепь

Оптимальными свойствами обладает схема, приведенная на рисунке 4.4. В установленном режиме резистор мощности не потребляет, а при размыкании контактов в начальный момент времени конденсатор представляет собой короткое замыкание.

Схема на рисунке 4.5 проста, но очень энергозатратна.

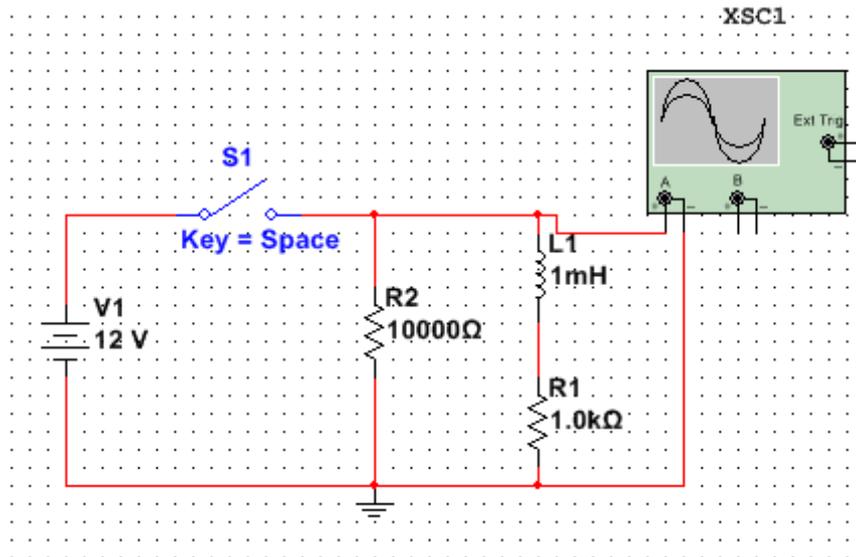


Рисунок 4.5. – Схема подавления переходных процессов с включенным резистором

Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с принципиальными схемами исследуемых методов.
2. Провести моделирование указанных выше схем в программном пакете Multisim для номиналов элементов и в частотном диапазоне, указанном преподавателем.
3. Провести моделирование указанных выше схем с точки зрения шумовых свойств.

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых устройств.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

Лабораторная работа 5 ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ

Цель работы

Исследовать работу RC -, RL -, LC -цепей.

Общие сведения

Для борьбы с противофазными помехами широко применяется фильтрация. В данной лабораторной работе проводится исследование наиболее распространенных фильтров в пакете Multisim.

На рисунке 5.1 приведена схема моделирования RC -фильтра.

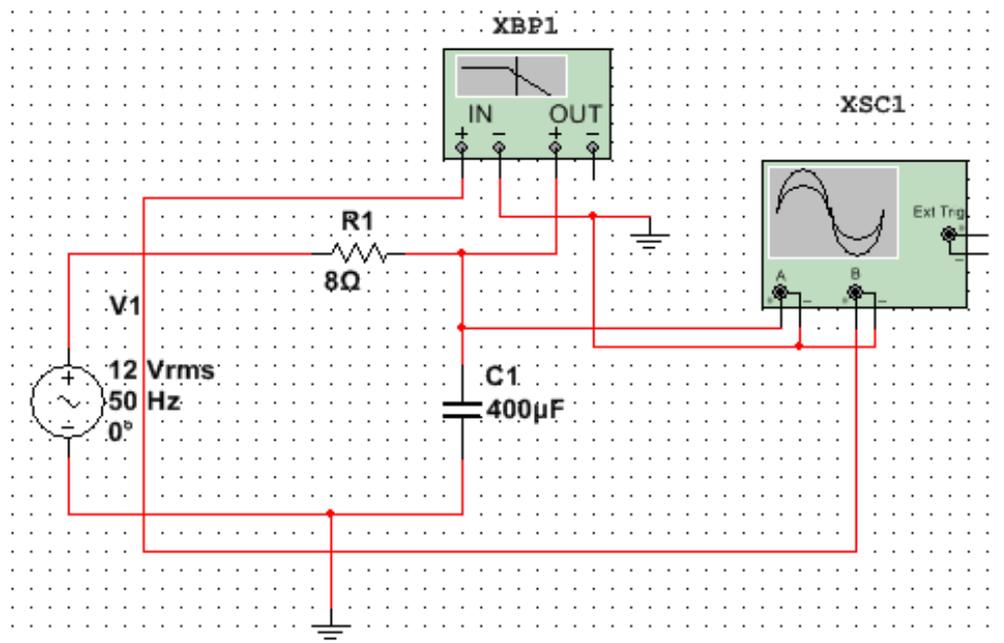


Рисунок 5.1. – RC -фильтр

Количество звеньев RC -фильтра может быть задано преподавателем. В данном примере (схема, представленная на рисунке 5.2) количество звеньев $N = 2$.

Моделирование LC -фильтра проводится согласно рисунку 5.3.

Влияние количества звеньев на характеристики фильтра проверяется по схеме, приведенной на рисунке 5.4.

Если точно известны частоты проверок, то применяются более сложные режекторные (заградительные) фильтры. В качестве примера можно привести двойной Т-образный мост (рисунок 5.5).

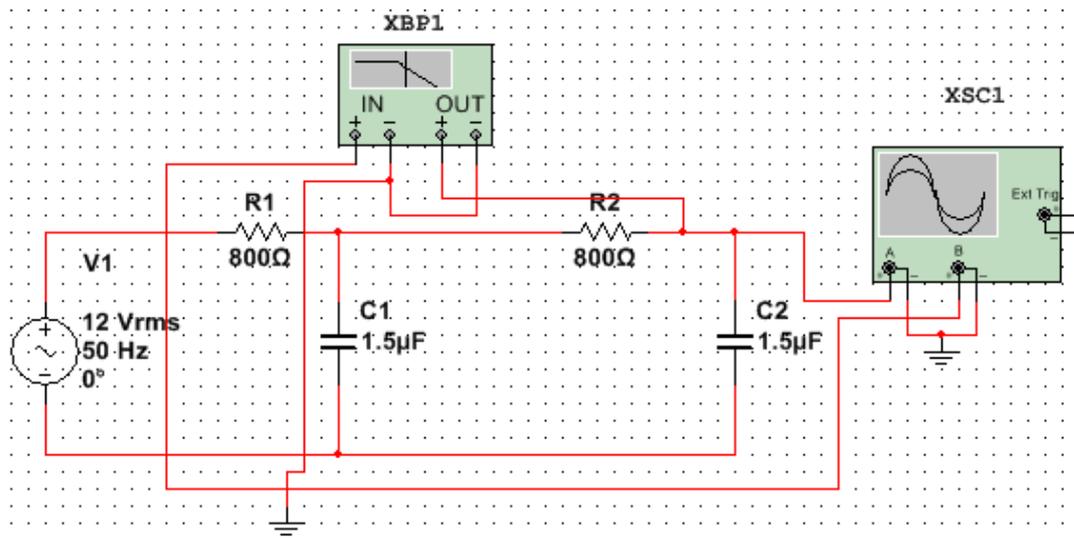


Рисунок 5.2. – Двухзвенный *RC*-фильтр

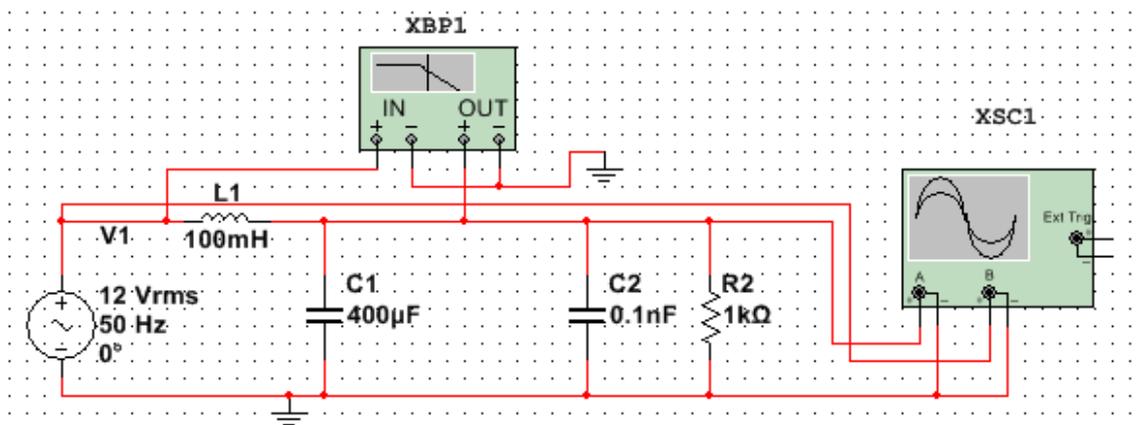


Рисунок 5.3. – *LC*-фильтр с резистивно-емкостной нагрузкой

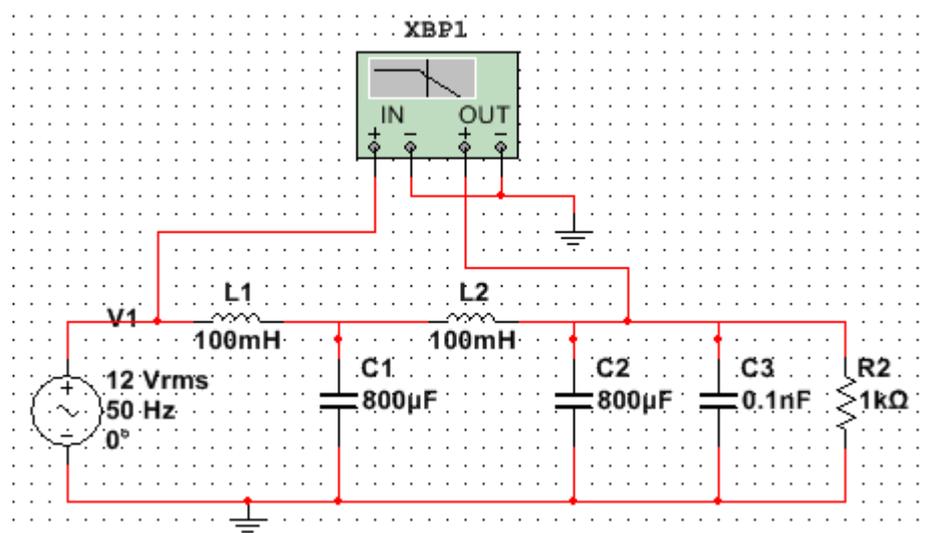


Рисунок 5.4. – Двухзвенный *LC*-фильтр

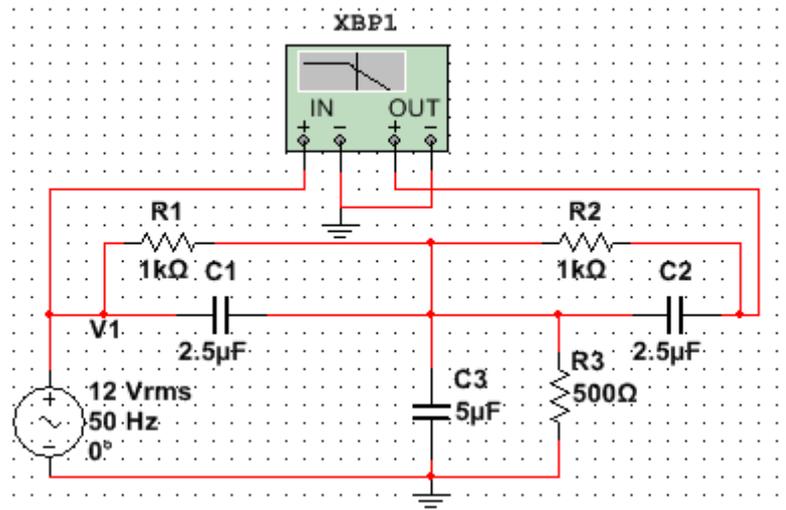


Рисунок 5.5. – Двойной Т-мост

Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с принципиальными схемами исследуемых методов.
2. Провести моделирование указанных выше схем в программном пакете Multisim для номиналов элементов и в частотном диапазоне, указанном преподавателем.
3. Провести моделирование указанных выше схем с точки зрения шумовых свойств.

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых устройств.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

Лабораторная работа 6

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ И ОТРАЖАЮЩИХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Цель работы

Изучить методику измерения поглощающих свойств материалов; исследовать экранирующие свойства материалов в диапазоне 8–12 ГГц.

Общие сведения

В зависимости от режима работы экрана могут быть использованы определенные материалы. Среди них: металлические, фольговые, полимерные, токопроводящие краски и лаки, металлизированные сетки, композитные материалы и др.

Металлические материалы длительное время используются в практике электромагнитного экранирования, как правило, в виде металлических листов. Это объясняется тем, что высокая электрическая проводимость обеспечивает быстрое затухание электромагнитной энергии в толще металла, а большая разница между волновым сопротивлением металла и волновым сопротивлением среды, в которой распространяется волна, приводит к значительному отражению поля от поверхности металла. Поэтому даже сравнительно тонкие металлические листы обладают высокой эффективностью экранирования. Однако практика экранирования показывает, что чрезвычайно большие эффективности самого металла фактически реализуются лишь на 10–20%, поскольку основным фактором здесь является качество конструкции. Металлические материалы выбирают из следующих условий: достижение заданной величины ослабления электромагнитного поля (ЭМП) в рабочем диапазоне частот; устойчивость против коррозии; достаточная механическая прочность; технологичность конструкции экрана и получение требуемой конфигурации конструкций и массогабаритных характеристик экрана, на котором поле уменьшается до 1% своего значения на поверхности (т.е. величина, равная $4,6\delta$). При 10%-ном уменьшении получится $2,3\delta$. Глубина проникновения будет равна δ , если уменьшение поля взять равным $1: e = 1: 2,73$. Если рассматривать эффективность экранирования магнитными и немагнитными материалами одинаковой толщины в зависимости от частоты, то для разных частотных интервалов экранирующие свойства будут разными.

Наиболее технологичными являются конструкции экрана из листовой стали, поскольку при монтаже такого экрана можно использовать сплошные

сварные швы. В последнее время интерес к стальным листам в качестве экранирующего материала стал возрастать из-за возможности создать в них за счет направленной прокатки анизотропных магнитных материалов свойств различных магнитных проницаемостей по координатным осям, благодаря чему возможно существенное увеличение эффективности экранирования в заданных направлениях.

Эффективность экранирования магнитными и немагнитными материалами одинаковой толщины в зависимости от частоты, представлена на рисунке 6.1.

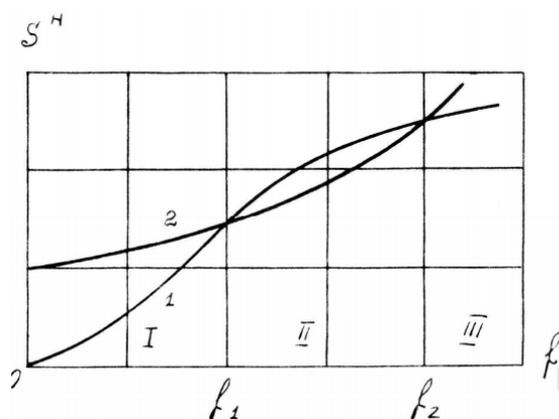


Рисунок 6.1. – Эффективность экранирования в зависимости от частоты для магнитных и немагнитных металлов

Фольговые материалы. К ним относятся электрически тонкие материалы толщиной $(1-5)10^{-5}$ м. В сортамент фольговых материалов входят алюминий, латунь, цинк. Монтаж фольговых экранов несложен, т.к. крепление фольги к основе экрана производится клеевой. Выбор клея должен осуществляться с учетом условий эксплуатации экрана, к которым относятся температурный режим, влажность, вибрационные нагрузки и др. Фольговые материалы применяются на токопроводящей конструкции экрана. Выбор толщины материала должен производиться с учетом возможностей возникновения резонансных явлений. Эффективность этих материалов достаточно высока при экранировании электрической напряженности электромагнитного поля. Магнитную напряженность такие материалы ослабляют сравнительно мало и тем меньше, чем больше длина волны.

Полимерные материалы. Используются для уплотнений конструкций с полем СВЧ, которое чаще всего проникает через различные неплотные связи, разъемные соединители, щели и т.д. Наиболее перспективными являются уплотнения из электропроводящих полимерных материалов и резин,

поскольку они обладают высокой эластичностью, стойкостью к многократным деформациям, влаго- и газонепроницаемости, малым удельным весом и хорошими технологическими свойствами.

Токопроводящие краски. Использование токопроводящих красок для электромагнитного экранирования является весьма перспективным направлением, т.к. позволяет быстро изготовить экран любого назначения. При этом может быть обеспечена эффективность экранирования не менее 30 дБ в широком диапазоне частот. Токопроводящие краски создаются на основе диэлектрического пленкообразующего материала с добавлением в него проводящих составляющих, пластификатора и отвердителя. В качестве токопроводящих пигментов используются коллоидное серебро, графит, окиси металлов, порошковая медь, алюминий. Проводимость покрытий зависит от их толщины, свойств и концентрации токопроводящего пигмента, свойств пленкообразующего материала и других факторов.

Сеточные материалы. Находят широкое применение из-за ряда преимуществ, связанных с приемлемыми массогабаритными характеристиками, удобством в эксплуатации и т.д. В качестве материалов для их изготовления используют латунь, сталь, омедненную сталь и др. Существуют различные типы сеточных материалов: плетеные проволочные (для экранированных кабелей); металлические сетки с взаимно-перпендикулярным набором проволок, ориентированно погруженных в диэлектрик. Экранирующие свойства металлических сеток проявляются главным образом в результате отражения электромагнитной волны от поверхности. Параметрами сетки, определяющими ее экранирующие свойства, являются шаг сетки d , равный расстоянию между соседними центрами проволоки, радиус проволоки r , удельная электрическая проводимость и магнитная проницаемость материала сетки.

Анизотропные материалы. Из анизотропных материалов, которые могут быть рекомендованы при изготовлении экранов в электротехнических устройствах, можно рассматривать диэлектрические, магнитные и проводниковые материалы для экранирования, соответственно, статических электрических, статических магнитных и электромагнитных полей. При этом представляют интерес лишь материалы с ортогональной анизотропией: оси анизотропии прямолинейны и совпадают с направлением трех основных векторов координатной системы. Диэлектрические материалы рекомендуется использовать для защиты кабелей и токопроводящих шин, а также в качестве покрытия оболочек блоков электроники от воздействия электростатических полей. Магнитные материалы рекомендуется использовать

при экранировании статических магнитных полей, а также низкочастотных электромагнитных полей. Среди них:

- холоднокатаные текстурованные материалы;
- ферромагнитные ленты, изготавливаемые из холоднокатаных текстурованных сталей; величина анизотропии в значительной мере определяется толщиной и шириной листов;
- ферромагнитные пленки, полученные катодным распылением при одновременном воздействии магнитного поля;
- спрессованные магнитно-проводящие материалы; прессование проводится обработкой композиции порошков в пресс-форме магнитным полем и вибрацией;
- композиционные магнитные материалы.

Проводниковые материалы рекомендуются при экранировании ЭМП в широком диапазоне изменения частоты, среди них:

- сплавы из проводящих материалов;
- слоистые проводниковые материалы; набираются из многослойной фольги, изготовленной из материалов с разной электрической проводимостью;
- смеси, состоящие из нескольких механически объединенных компонент;
- структурно-анизотропные материалы, получаемые путем введения в матрицу однонаправленных стержней или чередующихся слоев наполнителей.

Следует принять во внимание, что анизотропные материалы являются средством повышения эффективности электромагнитных устройств путем:

- снижения паразитных вихревых токов в конструктивных элементах;
- перераспределения магнитных потоков в элементах устройств;
- перераспределения электрических токов на путях магнитных потоков.

Композиционные материалы. Таковыми могут быть также диэлектрические, магнитные и проводниковые материалы. При расчете их параметров необходимо рассматривать некоторую периодическую структуру, состоящую из анизотропных составляющих, вводя срединные эквивалентные параметры материала. При этом за счет создания новых технологий и использования ранее отмеченных способов стимулирования степени анизотропии (подмагничивания, вибрации, вытягивания и т.д.) можно получить дополнительный экранирующий эффект.

Описание лабораторной установки

Одним из вариантов установок, предназначенных для измерения поглощающих свойств материалов на частотах от 8 до 12 ГГц, является комплект приборов: индикатор КСВН и ослабления Я2Р-67; генератор качающейся частоты ГКЧ-61. Внешний вид приборов представлен на рисунках 6.2 и 6.3.



Рисунок 6.2. – Внешний вид индикатора КСВН и ослабления Я2Р-67



Рисунок 6.3. – Внешний вид генератора качающейся частоты ГКЧ-67

Структурные схемы для проведения измерений представлены на рисунках 6.4 и 6.5. В качестве излучателя и приемника сигнала использовались концы волноводов. Такой способ при малой толщине образцов исследуемых материалов (до 3 мм) принимается эквивалентным использованию измерительной ячейки.

Индикатор Я2Р-67 работает по принципу отдельного выделения и непосредственного детектирования уровней падающей и отраженной волн. Сигнал, пропорциональный мощности, падающей на нагрузку, выделяется направленным детектором падающей волны (ДНпад). Ослабление, вносимое исследуемым образцом, определяется отношением сигналов, выделяемых ДНотр и ДНпад (рисунок 6.4). Для нахождения коэффициента

отражения образцов определяется сигнал, отраженный от исследуемой нагрузки и выделенный направленным детектором отраженной волны (ДНотр) (рисунок 6.5).

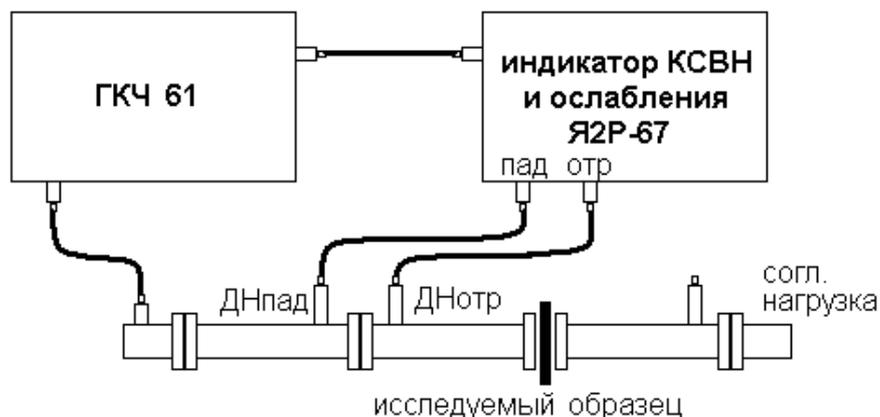


Рисунок 6.4. – Структурная схема экспериментальной установки для определения коэффициента отражения исследуемых материалов

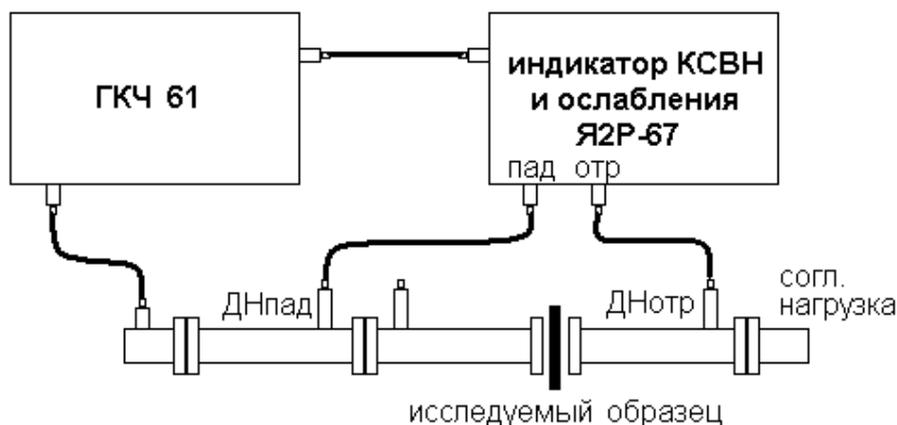


Рисунок 6.5. – Структурная схема экспериментальной установки для определения эффективности ослабления, создаваемого исследуемым материалом

Порядок выполнения работы

1. Получить задание у преподавателя (перечень исследуемых материалов).
2. Ознакомиться с устройством приборов для проведения измерений.
3. Подготовить приборы для проведения измерений.
 - 3.1. Предварительная регулировка измерителя:
 - убедитесь, что блоки и узлы СВЧ соединены согласно структурной схеме для калибровки, представленной в техническом описании

к измерителю панорамному. Включите генератор и индикатор в сеть, дайте им прогреться в течение 15 мин;

- подсоедините к разъему индикатора «ОТРАЖ» вольтметр с входным сопротивлением не менее 1 МОм и вращением ручки «СМЕЩЕНИЕ» установите показание вольтметра 0,7–0,9 В. Соедините выход линии нагрузки (ЛН) отраженной волны с разъемом «ОТРАЖ» индикатора;

- отрегулируйте поворотом осей потенциометров положение и длину линий развертки так, чтобы линии по горизонтали занимали полностью рабочую часть экрана, а по вертикали нижняя линия развертки была на 5–10 мм выше нижней границы рабочей части экрана электронно-лучевой трубки (ЭЛТ);

- нажмите кнопку « F_1, F_0 » переключателя отсчетного и ручкой « F_1, F_0 » установите на табло ГКЧ нижнюю частоту полосы качания;

- нажмите кнопку « $F_2 \Delta F$ » переключателя отсчетного и ручкой « $F_2 \Delta F$ » установите по табло ГКЧ верхнюю частоту полосы качания.

3.2. Установка уровня мощности ГКЧ:

- поставьте тумблер СВЧ в верхнее положение (включено);

- установите ручкой «ОТСЧЕТ» визир по шкале «mV» на 2 мВ;

- совместите ручками «УРОВЕНЬ» в ГКЧ и «ПАД» в индикаторе линию падающей мощности, наблюдаемой на экране ЭЛТ, с линией электронного визира. Получите на экране ЭЛТ ровную линию без резких выбросов.

3.3. Регулировка амплитуды и положения частотных меток:

- убедитесь, поворачивая поочередно ручки «АМПЛИТУДА», «M1», «M2» и «МЕТКА», в возможности регулирования амплитуды меток в пределах 0–5 мм, после чего установите удобную для работы амплитуду (2–3 мм);

- совместите ручками «M1» и «M2» метки с началом и концом наблюдаемой на экране ЭЛТ линии развертки.

3.4. Калибровка прибора в полосе частот:

- установите ручкой «ОТСЧЕТ» визир на отметку 0 по верхней шкале dB;

- установите переключатель «ПРЕДЕЛЫ» в положение 0;

- совместите ручкой «КАЛИБР» наблюдаемую на экране линию калибровки с отсчетной линией так, чтобы отсчетная линия проходила по середине линии калибровки;

- добейтесь наиболее равномерной, без резких выбросов, линии калибровки перемещением короткозамыкающего плунжера в канале «ОТРАЖЕННАЯ» направленного детектора, а если этого недостаточно, то в плунжере ДН в канале «ПАДАЮЩАЯ»;

– измерьте неравномерность линии калибровки. Для этого ручкой «ОТСЧЕТ» совместите линию электронного визира с максимальными отклонениями линии калибровки в обе стороны. Если отклонения линии калибровки, отсчитанные по верхней шкале индикатора, превышают $\pm 0,3$ дБ в рабочем диапазоне частот, необходимо провести дополнительную регулировку плунжерами ДН.

4. Проведите измерение характеристик исследуемых материалов в режиме панорамного измерения в полосе частот. Периоды перестройки частоты 1, 10, 40 секунд и работа измерителя с нажатой кнопкой «П» рекомендуется при измерении малых КСВН и больших ослаблений (переключатель «ПРЕДЕЛЫ» в положение 25 или 30).

4.1. Для измерения КСВН проделайте следующие операции:

– соберите схему измерения, изображенную на рисунке 6.4 и вставьте измеряемый материал;

– установите переключателем «ВР. ПЕРЕСТРОЙКИ S» желаемый период перестройки 0,08; 1; 10 или 40 с. Разовый запуск с периодом 40 с осуществляется кнопкой «ПУСК»;

– переключатель «ПРЕДЕЛЫ» поставьте в положение, при котором характеристика КСВН располагается вблизи середины экрана электронно-лучевой трубки;

– совместите ручкой «ОТСЧЕТ» линию электронного визира на экране ЭЛТ с интересующей точкой на характеристике КСВН и по шкале КСВН отсчетного устройства индикатора отсчитайте измеренное значение;

– для определения частоты, соответствующей интересующей точке наблюдаемой характеристики КСВН, нажмите кнопку «M1», ручкой «M1» совместите частотную метку с этой точкой и по табло ГКЧ отсчитайте значение частоты.

Данные измерений занести в таблицу 6.1.

Таблица 6.1. – КСВН для исследуемых материалов

КСВН для исследуемого материала	Частота, ГГц								
	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
материал 1									
материал 2									
материал 3									
материал 4									

4.2. Проведите измерение характеристик ослабления исследуемых материалов. Для этого соберите схему (см. рисунок 6.5) и между детекторами

направленными разместите исследуемый материал. Операции измерения аналогичны операциям при измерении КСВН. Измеренное значение ослабления определяется как алгебраическая сумма (с учетом знака) величины ослабления, соответствующего положению переключателя «ПРЕДЕЛЫ» со знаком минус, и величины, отсчитанной по шкале дВ.

Данные измерений занести в таблицу 6.2.

Таблица 6.2. – Ослабление для исследуемых материалов

Ослабление для исследуемого материала, дБ	Частота, ГГц								
	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12
материал 1									
материал 2									
материал 3									
материал 4									

Содержание отчета

1. Название работы.
2. Цель работы.
3. Описание измерительных установок.
4. Порядок проведения измерений и результаты измерений.
5. Выводы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аповорич, А.Ф. Проектирование радиотехнических систем : учеб. пособие / А.Ф. Аповорич. – Минск : Выш. шк., 1988. – 220 с.
2. Арсланов, М.З. Радиоприемные устройства / М.З. Арсланов, В.Ф. Рябков. – М. : Сов. радио, 1973. – 392 с.
3. Богданович, Б.М. Радиоприемные устройства / Б.М. Богданович, Н.И. Окулич. – Минск : Выш. шк., 1991. – 428 с.
4. Бронштейн, И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – 13-е изд., испр. – М. : Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит.-ры, 1980. – 544 с.
5. Антенны и устройства СВЧ / под ред. Д.И. Воскресенского. – М. : Радиотехника, 2016. – 560 с.
6. Устройства защиты от импульсных перенапряжений в низковольтных силовых распределительных системах : ГОСТ Р 51992-2002. – Введ. 2004-01-01. – М. : Изд-во стандартов, 2003. – 50 с.
7. Устойчивость к электростатическим разрядам. Технические требования и методы испытаний : ГОСТ 29191-91. – Введ. 1992-07-01. – М. : Изд-во стандартов, 2003. – 24 с.
8. Гололобов, Д.В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства : метод. пособие : в 3 ч. / Д.В. Гололобов, В.Б. Кирильчук. – Минск : БГУИР, 2005. – Ч. 2 : Фидерные устройства. – 299 с.
9. Неганов, В.А. Устройства СВЧ и антенны. Ч. 1 : Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В.А. Неганов, Д.С. Ключев, Д.П. Табаков. – М. : URSS, 2017. – 608 с.
10. Неганов, В.А. Устройства СВЧ и антенны. Ч. 2 : Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В.А. Неганов, Д.С. Ключев, Д.П. Табаков. – М. : URSS, 2016. – 728 с.
11. Конструирование экранов и СВЧ устройств / под ред. А.М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1990. – 352 с.
12. Кончаловский, В.Ю. Цифровые измерительные устройства. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 304 с.
13. Кухаркин, Е.С. Инженерная электрофизика. Техническая электродинамика / Е.С. Кухаркин ; под ред. П.А. Ионкина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1982. – 520 с.
14. Микропроцессоры : в 3 кн. : учеб. для техн. вузов / под ред. П.Л. Преснухина. – Минск : Выш. шк., 1987. – Кн. 2 : Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы / В.Д. Вернер [и др.]. – 303 с.
15. Мицмахер, М.Ю. Безэховые камеры СВЧ / М.Ю. Мицмахер, В.А. Торгованов. – М. : Радио и связь, 1982. – 129 с.
16. Никольский, В.В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – М. : Либриком, 2017. – 544 с.

17. Окунь, Е.Л. Радиопередающие устройства / Е.Л. Окунь. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1973. – 399 с.
18. Отт, Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах / Г. Отт ; пер. с англ. Б.Н. Бронина ; под ред. М.В. Гальперина. – М. : Мир, 1979. – 319 с.
19. Баскаков, С.И. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие / С.И. Баскаков. – М. : Либриком, 2017. – 416 с.
20. Юрков, Н.К. Технология производства электронных средств : учеб. / Н.К. Юрков. – 2-е изд., испр., доп. – СПб. : Лань, 2021. – 480 с.
21. Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты / В.А. Богуш [и др.] ; под ред. Л.М. Лынькова. – Минск : Бестпринт, 2003. – 406 с.

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Учебное издание

КАПРАЛОВ Михаил Егорович
МОЛОДЕЧКИНА Татьяна Викторовна
ЯНУШКЕВИЧ Виктор Францевич

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

*Рекомендовано учебно-методическим объединением
по образованию в области информатики и радиоэлектроники
в качестве пособия
для специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника»*

Редактор *Т. А. Дарьянова*
Дизайн обложки *М. С. Мухоморовой*

Подписано в печать 10.06.2022. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная.
Ризография. Усл. печ. л. 15,78. Уч.-изд. л. 13,92. Тираж 30 экз. Заказ 271.

Издатель и полиграфическое исполнение –
учреждение образования «Полоцкий государственный университет».

Свидетельство о государственной регистрации
издателя, изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/305 от 22.04.2014.

Ул. Блохина, 29, 211440, г. Новополоцк.