

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических систем

Е.В. Кереселидзе

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

по курсу

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

для студентов радиотехнических специальностей

заочной и дистанционной форм обучения

Минск 2005

УДК 621.396 (075.8)
ББК 32.84 я 73
К36

Рецензент:

Зав. кафедрой защиты информации, д-р техн. наук Л.М. Лыньков

Кереселидзе Е.В.

Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: Учебно-методическое пособие по дисциплине «Электромагнитная совместимость» для студентов радиотехнических специальностей заочной и дистанционной форм обучения — Мн.: БГУИР, 2005. — 102 с.: ил.

В учебно-методическом пособии рассмотрены вопросы обеспечения ЭМС на внутри-системном и межсистемном уровне, кратко изложены основные положения статистической теории ЭМС радиоэлектронных средств. Приведен сравнительный анализ ЭМС систем, работающих с простыми и сложными сигналами

Настоящее пособие предназначено для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности «Радиотехника» заочной и дистанционной форм обучения

УДК 621.396 (075.8)
ББК 32.84 я 73
К36

© Е.В. Кереселидзе, 2005
© БГУИР, 2005

Содержание

Предисловие	3
1. Электромагнитный ресурс и его использование	6
1.1 Определение ЭМС как научной проблемы	6
1.2. Краткий анализ причин обострения ЭМС	6
1.3. Пути обеспечения ЭМС	7
1.4. Эффективность использования электромагнитного ресурса	8
2. Эффективность экранирования проводников	10
2.1. Методы подавления помех	10
2.2. Экранирование при емкостной связи	10
2.3. Экранирование при индуктивной связи	13
3. Эффективность экранов из тонколистовых металлов	18
4. Заземление и фильтрация	23
4.1 Заземление	23
4.2 Фильтрация	26
5. Реакция транзисторов и микросхем на действие непреднамеренных помех	28
6. Характеристики и параметры ЭМС антенных устройств	30
7. Радиопередающее устройство, как основной источник НРП	36
8. Радиоприемное устройство - основной рецептор НРП	40
8.1 Классификация и основные характеристики радиоприемных устройств	40
8.2 Динамический диапазон приёмника	44
8.3 Панорамный измеритель двухсигнальной избирательности	46
8.4 Методы борьбы с нелинейными явлениями	49
9. Энергетические соотношения при мешающем взаимодействии двух РТС	51
10. Электромагнитная обстановка	54
10.1. Статистическая модель электромагнитной обстановки	54
10.2. Распределение энергетических параметров НРП	57
10.3. Динамический диапазон радиосигналов	59
11. Элементы статистической теории селекции радиосигналов	61
11.1. Реакция одиночного фильтра на массовое воздействие мешающих сигналов	61
11.2 Статистические характеристики распространенных однопараметрических фильтров	65
12. Вероятностно-энергетическая оценка электромагнитной совместимости	70
12.1 Вероятностная оценка ЭМС	70
12.2. Коэффициент непреднамеренных помех	72
12.3 Влияние непреднамеренных помех на тактико-технические характеристики радиотехнических систем	73
12.4 Вероятностно-энергетический расчет ЭМС РЭС	74

13. Особенности мешающего взаимодействия РТС со сложными сигналами.....	75
13.1 Общая оценка эффективности селекции по форме сигнала	75
13.2 Влияние формы спектра сложного сигнала на избирательность.....	77
13.3 Особенности проявления нелинейных явлений	79
13.4. "Обедающий" фильтр как средство улучшения ЭМС.....	82
14. Адаптация радиоэлектронных систем.....	86
14.1. Характеристика проблемы.....	86
14.2. Адаптивные РТС с обратной связью.....	88
14.3. Эффективность адаптации в РТС	89
15. Задания для контрольных работ	93
Литература.....	100

Библиотека БГУИР

Предисловие

В пособии в краткой форме изложены основные вопросы, изучаемые в высших учебных заведениях в соответствии с программой курса «Электромагнитная совместимость» специальности «Радиотехника».

В начале рассматриваются вопросы внутрисистемной ЭМС на уровне элементов и цепей, как источников помех влияющих на работу радиоустройств и радиосистем. Здесь анализируются такие методы подавления помех как экранирование, заземление, фильтрация. Далее на уровне устройств рассматривается роль антенн, передатчиков и приемников в обеспечении ЭМС. При этом модели антенны и приемника представлены как последовательное соединение однопараметрических фильтров, параметры которых оцениваются методами статистической теории ЭМС [3]. Завершающие главы посвящены анализу мешающего взаимодействия РТС, а также особенностям взаимодействия систем использующих сложные сигналы.

В пособии приводится большое количество примеров решения задач, что способствует более прочному усвоению методики анализа и синтеза РЭС, способных работать в сложной электромагнитной обстановке, характерной для современной действительности.

Студенты заочной формы обучения в соответствии с учебным планом выполняют по данному курсу контрольную работу, задания для которой приведены в 15 главе. Каждое из 10 заданий, включает четыре задачи различной сложности. Варианты численных значений исходных данных сведены в таблицу 9.

Пособие будет также полезно и студентами дневной формы обучения, как при изучении лекционного курса, так и на практических занятиях.

1. Электромагнитный ресурс и его использование

1.1 Определение ЭМС как научной проблемы

Радиоэлектронные средства (РЭС), благодаря, своей эффективности используются практически во всех сферах человеческой деятельности, причем количество используемых РЭС наращивается быстрыми темпами. Одновременно работающие РЭС могут создавать помехи друг другу. Вероятность мешающего воздействия зависит от числа работающих РЭС и их тактико-технических характеристик (мощность излучения, чувствительность, избирательность и т.д.) Для увеличения плотности размещения одновременно работающих РЭС в пространственно-частотно-временном объеме необходимо тщательное изучение закономерностей их мешающего взаимодействия.

ЭМС РЭС - способность радиоэлектронных средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим радиоэлектронным средствам [2].

В реальных условиях в точке расположения РЭС действует большое число различного рода излучений, учет которых возможен только при помощи методов теории вероятности и математической статистики. В дальнейшем мы будем рассматривать только те помехи от РЭС и других источников, которые не создаются специально и называются непреднамеренными радиопомехами (НРП). Обеспечение нормальной работы совместно работающих РЭС, является **целью** ЭМС, как научной проблемы. Предметом же изучения можно считать выявление закономерностей мешающего взаимодействия совместно работающих РЭС, на базе которых формируются рекомендации для достижения цели.

Таким образом, для решения задачи ЭМС необходимо проанализировать механизмы мешающего взаимодействия, и на основании полученных данных выработать рекомендации для обеспечения совместной работы РЭС, т.е. осуществить синтез аппаратуры с учетом требований ЭМС. Обеспечение ЭМС РЭС является двухсторонним процессом, сводящимся к максимальному снижению уровней помех источников радиоизлучения и принятию мер борьбы с помехами при радиоприеме. ЭМС РЭС можно рассматривать как один из показателей эффективности [1].

1.2. Краткий анализ причин обострения ЭМС

Перечислим некоторые основные причины обострения проблемы ЭМС [3]:

1. Число действующих РЭС непрерывно растет. Например, количество передвижных радиостанций удваивается каждые 4-5 лет. Еще быстрее увеличивается количество РЛС. Быстрый рост количества РЭС является главной причиной обострения ЭМС.

2. Заметна общая тенденция к повышению мощности передатчиков РЭС, что продиктовано стремлением к увеличению дальности их действия. Это с

одной стороны приводит к увеличению уровня помех с другой эквивалентно увеличению числа одновременно работающих РЭС.

Отдельные импульсные системы имеют мощность излучения десятки мегаватт, что приводит к созданию недопустимых помех, как на основной частоте, так и на гармониках.

3. Непрерывно ведутся работы по увеличению чувствительности приемников. Это также как и в случае с передатчиками с одной стороны эквивалентно увеличению числа мешающих РЭС, с другой — росту относительного уровня помех в сравнении с полезным сигналом. Отдельные типы современных приемников имеют чувствительность до 10^{-22} Вт.

4. По ряду соображений отдельные участки частотного диапазона перегружены. Здесь сказываются лучшие условия распространения, удобство модуляции.

5. Ряд объектов нуждается в использовании большого числа РЭС, расположенных в ограниченном пространстве. Это самолеты, суда, диспетчерские пункты, узлы связи и т.п. Взаимное влияние РЭС в таких условиях оказывается особенно сильным так, как взаимодействие происходит на малых расстояниях. Здесь проявляются все виды взаимодействия: на основной частоте, гармониках, субгармониках, комбинационных частотах, переотражения, переизлучения и т.д. В данном случае задача обнаружения источника мешающего воздействия является трудноразрешимой.

6. При подъеме приемника над поверхностью земли увеличивается зона прямой видимости, поэтому число действующих источников помех особенно велико на самолетах и спутниках.

7. Заметное влияние на загрузку эфира оказывает увеличение скорости передачи информации, использование сигналов с избыточностью.

8. Использование радиосредств не равномерно во времени.

9. Микроминиатюризация аппаратуры ведет к резкому уменьшению расстояний между токоведущими частями.

1.3. Пути обеспечения ЭМС

Главной причиной обострения ЭМС является увеличение числа одновременно работающих РЭС, что является следствием их высокой эффективности. Попытки решить проблему ЭМС за счет ограничения количества действующих РЭС, естественно, будут тупиковыми. Ниже перечисляются некоторые пути улучшения ЭМС.

1. Уменьшение излучения в эфир всего того, что не требуется для передачи сигнала.

Колебания, излучаемые современными передатчиками наряду с полезным сигналом, составляют значительную часть энергии всего излучения.

К ним относятся:

- излучения на гармониках;
- излучения на субгармониках;

- комбинационные составляющие;
 - паразитные колебания за счет самовозбуждения отдельных цепей;
 - интермодуляционные колебания;
 - внеполосное излучение и т. д.
2. Улучшение селективных свойств приемника, за счет
- закрытия паразитных каналов приема (зеркальный канал, соседний канал, канал промежуточной частоты, интермодуляционные каналы приема и т. д.)
 - селекции по максимальному количеству параметров (частоте, направлению прихода волны, поляризации, времени, форме сигнала и т.д.)
 - режекции и компенсации помех
3. Использование остронаправленных антенн с малым уровнем боковых лепестков.
4. Адаптация РЭС к электромагнитной обстановке по мощности излучения, чувствительности приемника, скорости передачи информации и т.д.
5. Применение совмещенных РЭС с объединением функций в одном канале.

1.4.Эффективность использования электромагнитного ресурса

Работая, РЭС как бы используют некоторый ресурс, который назван электромагнитным. В настоящее время наблюдается перегрузка электромагнитного ресурса (ЭМР), что говорит о его ограниченности, однако, отличительной особенностью ЭМР является то, что он имеет возможность восстанавливаться [4].

Важнейшей задачей при обеспечении ЭМС является использование радиосигналов отличающихся по отдельным параметрам, к которым относятся пространство, частота, фаза, время, поляризация и т.д. Наиболее существенные из них пространство, частота и время, поэтому мерой использования ЭМР была принята величина W равная произведению трех величин:

$$W=V \cdot F \cdot T,$$

где V - объем пространства, занятого основным и побочными излучениями; F - эффективная полоса частот; T - время излучения.

Данная трактовка формулы используется для передатчика, для приемного устройства составляющие формулы будут определены по-другому: V - объем пространства внутри, которого приемник воспринимает электромагнитные колебания; F - эффективную ширину полосы частот приема; T - время работы на прием.

При всей простоте данной формулы в общем виде ей пользоваться затруднительно (трудно с достаточной точностью определить объем пространства, в котором производится излучение или прием из-за многолепестковости и изрезанности диаграммы направленности антенны; определить все частотные каналы передачи и приема и т.п.).

Объем радиопространства, необходимый и достаточный для выполнения РЭС функциональных задач называют радиоспаном. Все прочее занятое про-

странство будет нежелательным и необходимо принимать меры для его уменьшения.

Для оценки РЭС с точки зрения использования ЭМР сравнивают радиоспан с реально занимаемым объемом пространства радиоизлучений $W_{\text{необх.}}$:

$$W_{\text{необх.}} = V'F'T',$$

где V' - заданный объем, F' - необходимая ширина полосы излучения, T' - необходимое время излучения для передачи заданного объема информации.

Эффективность РЭС по ЭМС можно определить следующим образом:

$$\eta = \frac{W'}{W} = \frac{V' F' T'}{V F T}$$

понятно, что $\eta < 1$. Для определения эффективности использования ЭМР по отдельным параметрам данную формулу разбивают на три части:

$$\eta_V = \frac{V'}{V}; \quad \eta_F = \frac{F'}{F}; \quad \eta_T = \frac{T'}{T}.$$

Зная параметры η_V , η_F , η_T можно определить возможности адаптации и выявить резервы ЭМР по отдельным параметрам.

Оценка эффективности использования ЭМР путем сравнения радиоспана и реально занимаемого пространства является системной и при некоторых упрощениях может быть использована для отдельной РЭС, что дает ей преимущество перед другими оценками. Трудности расчетов ограничивают применение данной оценки, однако, благодаря реализации в ней системного подхода за ней остается роль направляющей характеристики.

Все пути улучшения эффективности использования ЭМР, а, следовательно, и обеспечения ЭМС можно разбить на две большие группы:

1. Системотехнические меры обеспечения ЭМС, к которым относятся совершенствование элементов, цепей и радиоустройств, адаптация, оптимизация, синхронизация работы РЭС.

2. Организационные меры обеспечения ЭМС, которые подразумевают за счет различных международных и национальных комитетов проводить распределение РЭС по частотам и пространству [9].

Контрольные вопросы:

1. Дайте определение ЭМС.
2. Что такое непреднамеренная радиопомеха?
3. Перечислите основные причины обострения ЭМС.
4. Какие меры приводят к улучшению ЭМС при проектировании передатчика, приемника?
5. Что такое радиоспан?

2. Эффективность экранирования проводников

2.1. Методы подавления помех

Начинать решать вопросы ЭМС необходимо на ранних стадиях проектирования, если эта проблема игнорируется до тех пор пока она не возникнет при испытаниях, решение проблемы скорее всего будет дорогостоящим и неудовлетворительным. По мере того как разработка аппаратуры проходит различные стадии: от проектирования до испытаний и производства, - набор доступных

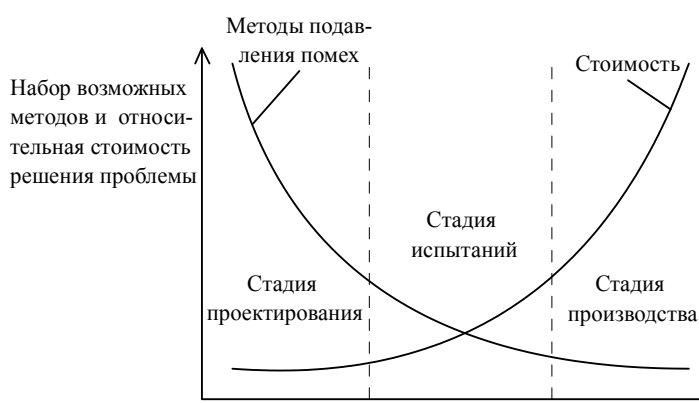


Рис 1. Набор возможных методов и относительная стоимость решения проблем борьбы с помехами на различных стадиях разработки и изготовления аппаратуры

разработчику способов борьбы с помехами неуклонно уменьшается, в то время как их стоимость напротив возрастает рис. 1[10]. Таким образом, решение проблем, связанных с помехами, на ранних стадиях разработки и изготовления дает обычно лучшие результаты и обходится дешевле.

К основным используемым методам при помощи, которых можно устранить или, по крайней мере, уменьшить влияние помех при разработке отдельных узлов аппаратуры относятся следующие: экранирование, заземление, фильтрация, балансировка, изоляция, разнесение и ориентация проводников в пространстве, регулировка величины полного сопротивления схемы.

Экранироваться могут как отдельные проводники, кабели, элементы, так и устройства в целом. Методы экранирования и заземления тесно связаны друг с другом.

Правильно выполненное экранирование позволяет значительно уменьшить шумовые наводки.

При взаимодействии проводников различают два типа связей электрическую, или емкостную когда связь осуществляется через электрическое поле и магнитную, или индуктивную когда связь осуществляется по магнитному полю.

2.2. Экранирование при емкостной связи

Емкости (рис.2) C_{13} , C_{12} и C_{23} это паразитные емкости соответственно между первым проводником и землей, первым и вторым проводником, вторым проводником и землей. Напряжение U_1 приложенное к первому проводнику, является источником помех наводимых на втором проводнике, уровень которых можно определить по формуле:

$$U_{ш} = \frac{j\omega [C_{12}/(C_{12}+C_{23})]}{j\omega + 1/R \cdot (C_{12} + C_{23})} \cdot U_1$$

При условии

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{23})}$$

формулу можно упростить, в итоге получим

$$U_{ш} = j\omega C_{12} R U_1 \quad (1)$$

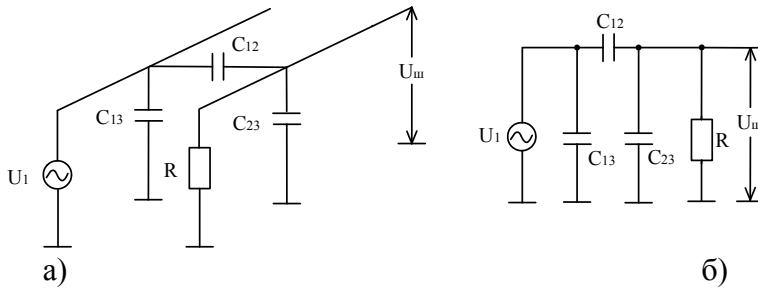


Рис. 2 Емкостная связь между двумя проводниками а) физическое представление, б) эквивалентная схема

Как видно из полученной формулы для уменьшения уровня шума наводимого на втором проводнике необходимо уменьшать связь между проводниками, которая определяется величинами емкости C_{12} и резистора R .

Емкость C_{12} между двумя параллельными проводниками диаметром d и длиной L разнесенных на расстояние D при $D/d > 3$ равна

$$C_{12} = \pi\epsilon L / \ln(2D/d),$$

где $\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м для вакуума.

Пример 2.1 Расстояние между двумя параллельными проводниками (рис. 2) диаметром 0,5 мм и длиной 3 м составляет 3 мм. Каждый проводник имеет емкость относительно земли 150 пФ. На проводник 1 поступает сигнал переменного напряжения 10 В частотой 150 кГц. Какой величины напряжение помех наводится на проводник 2, если подключенный к его концу резистор $R=1000$ Ом

Решение:

1. Определим емкость C_{12} между проводниками

$$C_{12} = \pi\epsilon L / \ln(2D/d) = 3,14 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 3 / \ln(3 \cdot 10^{-3} / 5 \cdot 10^{-4}) = 83 \cdot 10^{-12} / 1,8 \approx 4 \cdot 10^{-12} \approx 46 \text{ пф.}$$

2. Определим $U_{ш}$

$$U_{ш} = j\omega R C_{12} U_1 = 1,5 \cdot 10^5 \cdot 10^3 \cdot 46 \cdot 10^{-12} \cdot 10 = 6 \cdot 10^{-3} = 69 \text{ мВ}$$

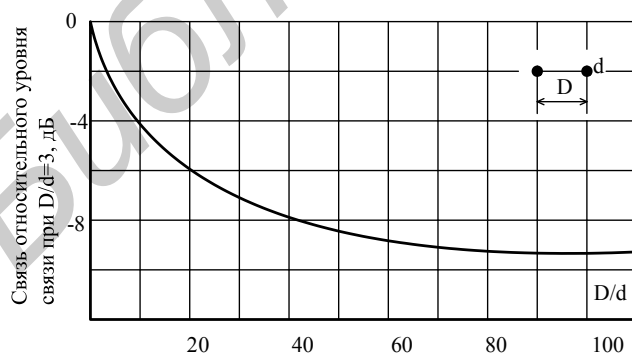


Рис. 3 Зависимость величины емкостной связи от расстояния между проводниками

Для уменьшения R прибегают к шунтированию, C_{12} уменьшают за счет разнеса и ориентации проводников в пространстве. При разнесении проводников C_{12} уменьшается, за счет чего понижается напряжение, наводимое на проводник 2. Влияние расстояния между проводниками на емкостную связь показано на рис. 3. За 0 дБ здесь принята связь между

проводниками, разнесенными на расстояние, равное трем диаметрам проводника. Как видно из рисунка при разнесении проводников более чем на 40 диаметров ослабление изменяется незначительно.

Пример 2.2 Определить величину напряжения помех наводимых на проводник 2 для примера 2.1, при шунтировании резистора R сопротивлением 50 Ом

Решение:

$$U_{ш} = j\omega RC_{12}U_1 = 1,5 \cdot 10^5 \cdot 50 \cdot 46 \cdot 10^{-12} \cdot 10 = 6 \cdot 10^{-3} = 3,5 \text{ мВ}$$

Если сопротивление R проводника 2 относительно земли велико $R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{23})}$, то $U_{ш} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} U$.

При этом напряжение шумов между проводником 2 и землей определяется емкостным делителем напряжения C_{12} и C_{23} и не зависит от частоты, причем его величина больше, чем в случае, когда R мало.

Пример 2.3 Определить величину напряжения помех наводимых на проводник 2 для примера 2.1, при бесконечном сопротивлении $R = \infty$

Решение:

$$U_{ш} = \frac{j\omega [C_{12}/(C_{12} + C_{23})]}{j\omega + 1/R \cdot (C_{12} + C_{23})} \cdot U_1 \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23}} \cdot U_1 = \frac{46}{300} \cdot 10 = 1,53 \text{ В}$$

График зависимости $U_{ш}$ от ω показан на рис. 4

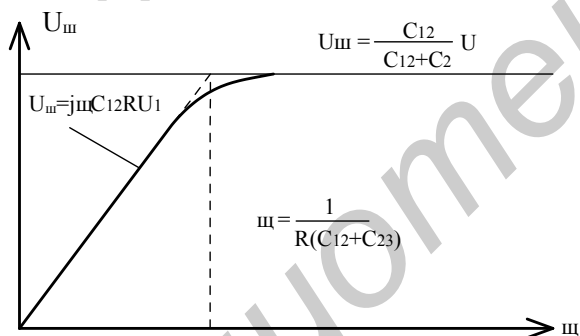


Рис. 4 Зависимость напряжения шумов, обусловленных емкостной связью от частоты

Теперь поместим проводник в экран и рассмотрим идеальный случай, когда концы экранированного проводника не выходят за пределы экрана (рис. 5)

При таком подключении на экране будет наводиться напряжение $U_э$ равное

$$U_э = \frac{C_{1э}}{C_{1э} + C_{3э}} U_1$$

поскольку ток через $C_{2э}$ не течет, то

$U_{ш} = U_э$, при заземлении экрана $U_{ш} = 0$.

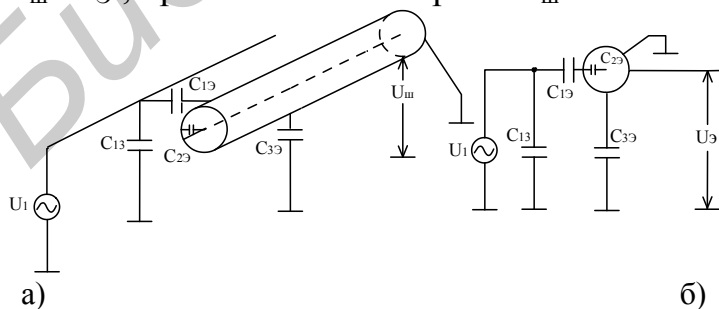


Рис. 5 Емкостная связь при наличии экрана вокруг проводника приемника а) физическое представление, б) эквивалентная схема

На практике центральный проводник всегда будет выходить за пределы экрана, а следовательно, через емкость C_{12} будет осуществляться емкостная связь.

$$U_{ш} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{23} + C_{2э}} U_1$$

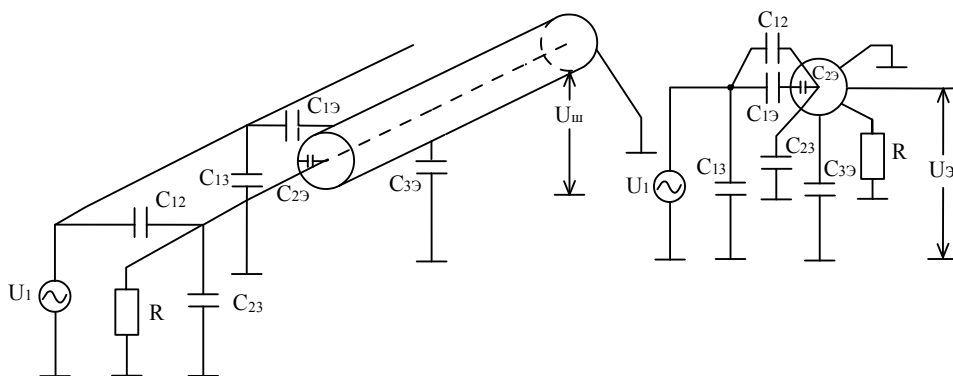


Рис. 6 Емкостная связь при резистивном соединении центрального проводника и шины земли а) физическое представление, б) эквивалентная схема

Для хорошего экранирования электрического поля необходимо минимизировать длину проводника выходящего за пределы экрана и обеспечить хорошее заземление.

Заземление экрана в одной точке дает хороший эффект при длине кабеля менее $\lambda/20$ для более длинных кабелей может потребоваться заземление в нескольких точках.

Если $R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{23} + C_{29})}$, то $U_{ш} = j\omega C_{12} R \cdot U_1$

Это то же уравнение, что и для незаземленного кабеля, но C_{12} сильно уменьшено наличием экрана. Емкость C_{12} в данном случае состоит в основном из емкости между проводником 1 и неэкранированной части проводника 2.

2.3. Экранирование при индуктивной связи

При прохождении тока через контур возникает магнитный поток Φ , величина которого пропорциональна силе тока протекающему через проводник.

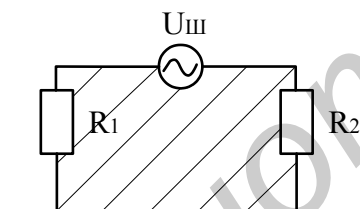


Рис. 7 Магнитное поле с плотностью потока B пересекает контур площадью S под углом θ

Коэффициент пропорциональности между этими величинами называется индуктивностью, т.е. $\Phi = I \cdot L$. Если при протекании тока через проводник магнитный поток создаваемый этим током пронизывает другой контур и наводит в нем ток, то между этими контурами возникает взаимная индукция $M_{12} = \Phi_{12} / I_1$, где Φ_{12} это магнитный поток, наводимый в контуре 2 при протекании тока в контуре 1.

Если замкнутый контур неподвижен, а плотность магнитного потока изменяется по синусоидальному закону и перекрывает всю площадь контура, тогда $U_{ш} = j\omega B S \cos\theta$, где B - плотность потока магнитной индукции измеряется в теслах ($1 \text{ тесла} = 1 \text{ вебер} / 1 \text{ м}^2 = 10^4 \text{ гаусса}$), S - площадь контура с током, θ - угол между нормалью к плоскости контура и направлением силовых магнитных линий.

Как видно из формулы для уменьшения напряжения шума необходимо уменьшать B , S , $\cos\theta$. Уменьшить плотность потока магнитного поля можно разносом проводников в пространстве либо использованием витой пары, причем, если возвратный ток протекает по земельной шине, то разносят проводники, если по сигнальному проводу, то используют витую пару. $\cos\theta$ можно

уменьшить за счет рационального размещения. Площадь контура можно уменьшить за счет применения экрана.

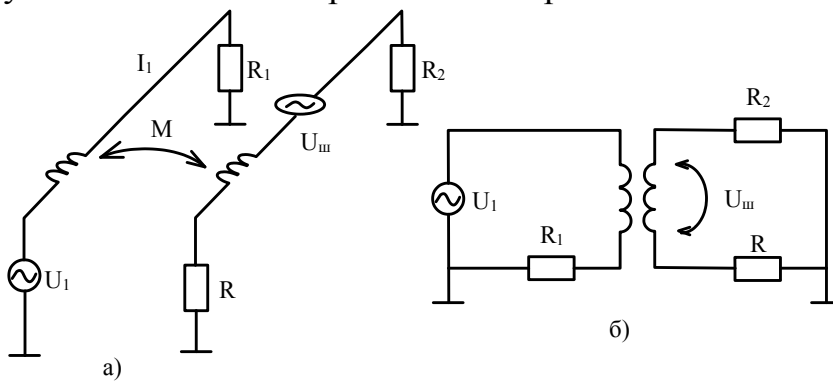


Рис. 8 Магнитная связь между двумя цепями: а) физическое представление, б) эквивалентная схема

Весь поток Φ от $I_{\text{Э}}$, протекающего по экранирующей трубке окружает внутренний проводник, поэтому индуктивность экрана равна $L_{\text{Э}} = \frac{\Phi_{\text{Э}}}{I_{\text{Э}}}$

Коэффициент взаимной индукции между экраном и внутренним проводником равен

$M = \frac{\Phi}{I_{\text{Э}}}$. Поскольку весь поток создаваемый током экрана окружает центральный проводник, поток в обоих уравнениях один и тот же. Отсюда следует, что коэффициент взаимной индукции между экраном и центральным проводником равен собственной индуктивности экрана $M=L_{\text{Э}}$.

Пример 2.4 Два проводника длиной по 10 см, отстоящие друг от друга на расстояние 1 см, образуют цепь. Эта цепь расположена в магнитном поле напряженностью 10 Гс, изменяющемся с частотой 150 кГц. Определить максимальное напряжение помех наводимое в контуре.

Решение:

Из формулы $U_{\text{ш}}=j\omega BS\cos\theta$ видно, что максимальное напряжение наводится при $\theta=0$, т.е. $\cos\theta = 1$. Напряженность 10Гс соответствует 10^{-3} теслы, а площадь $10 \text{ см}^2=10^{-3} \text{ м}^2$

Тогда $|U_{\text{ш max}}|=\omega BS=150 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3}=0,15 \text{ В}$.

На Рис. 10 показана заземленная с обоих концов цепь, по которой проходит ток I_{I} . Чтобы предотвратить излучение этой цепью магнитного поля, необходимо, чтобы оба конца экрана были заземлены и возвратный ток протекал от точки А к точке В по экрану ($I_{\text{Э}}$ на рисунке), а не по заземленной плоскости.

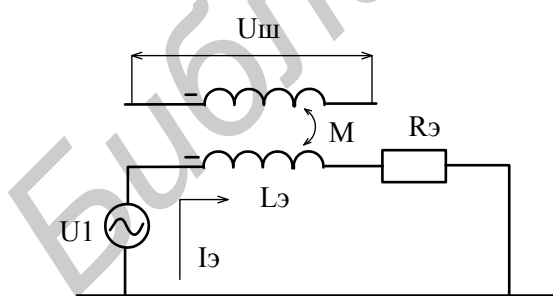


Рис. 9 Эквивалентная схема экранированного проводника

Запишем контурное уравнение для цепи А- $R_{\text{Э}}$ - $L_{\text{Э}}$ -В-А в виде $0=I_{\text{Э}}(j\omega L_{\text{Э}}+R_{\text{Э}})-I_{\text{I}}j\omega M$, где M - взаимная индуктивность равная $M=L_{\text{Э}}$ тогда

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{I}} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\text{Э}}}} = I_{\text{I}} \frac{j\omega}{j\omega + \omega_{\text{ср}}}$$

Из уравнения видно, что на частотах намного превышающих частоту среза экрана ток экрана по величине приближается к току через центральный проводник. Поэтому на

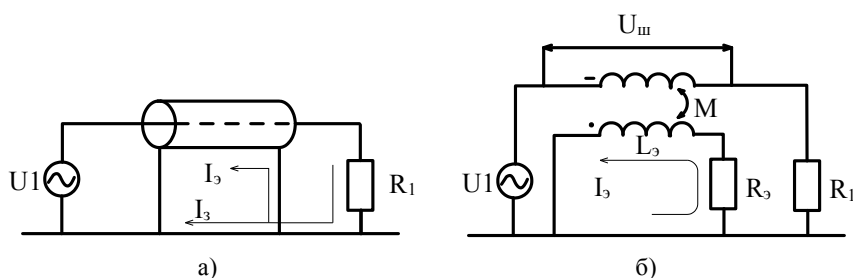


Рис. 10 Разделение тока между экраном и заземляющей плоскостью: а) физическое представление, б) эквивалентная схема

высоких частотах вследствие наличия взаимной индуктивности между экраном и центральным проводником экран создает цепь возврата тока с более низкой индуктивностью, чем плоскость заземления. По мере того как частота становится ниже $5\omega_{cp}$, магнитное экранирование кабеля ухудшается, так как при этом все большая часть тока возвращается через плоскость заземления.

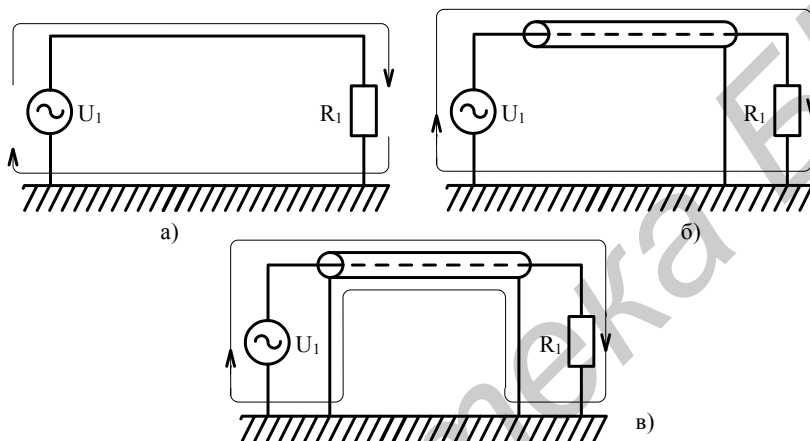


Рис. 11 Влияние экрана на площадь контура цепи приемника а) при отсутствии экрана площадь контура велика, б) при экране заземленном с одного конца, площадь контура остается большой, в) при экране заземленном с обеих сторон, площадь контура уменьшается.

Лучший способ защиты приемника от магнитных полей - уменьшение площади его контура. Площадь, представляющая интерес в этом плане это площадь, охваченная током, проходящим в приемной цепи. Важным является то соображение, что контур берется по току, возвращающемуся к источнику. Очень часто ток возвращается по пути, не предусмотренному разработчиком, и площадь контура при этом изменяется по сравнению с ожидаемой. Размещение проводника в немагнитном экране приводит к тому, что ток возвращается по цепи, которая охватывает меньшую площадь, и поэтому экран обеспечивает некоторую защиту от магнитных полей, эта защита, однако, обусловлена уменьшением площади контура, а не магнитными экранирующими свойствами экрана.

При заземлении обоих концов цепи всегда возможна лишь ограниченная защита от магнитного поля, поскольку в контуре заземления наводится большой ток шумов, поэтому для получения максимальной защиты на низких частотах экран не должен служить одним из сигнальных проводников и один конец цепи необходимо изолировать от земли.

На рис. 12 представлены схемы включения кабеля и витой пары, которые были исследованы в лабораторных условиях. Цифрами указано ослабление на-

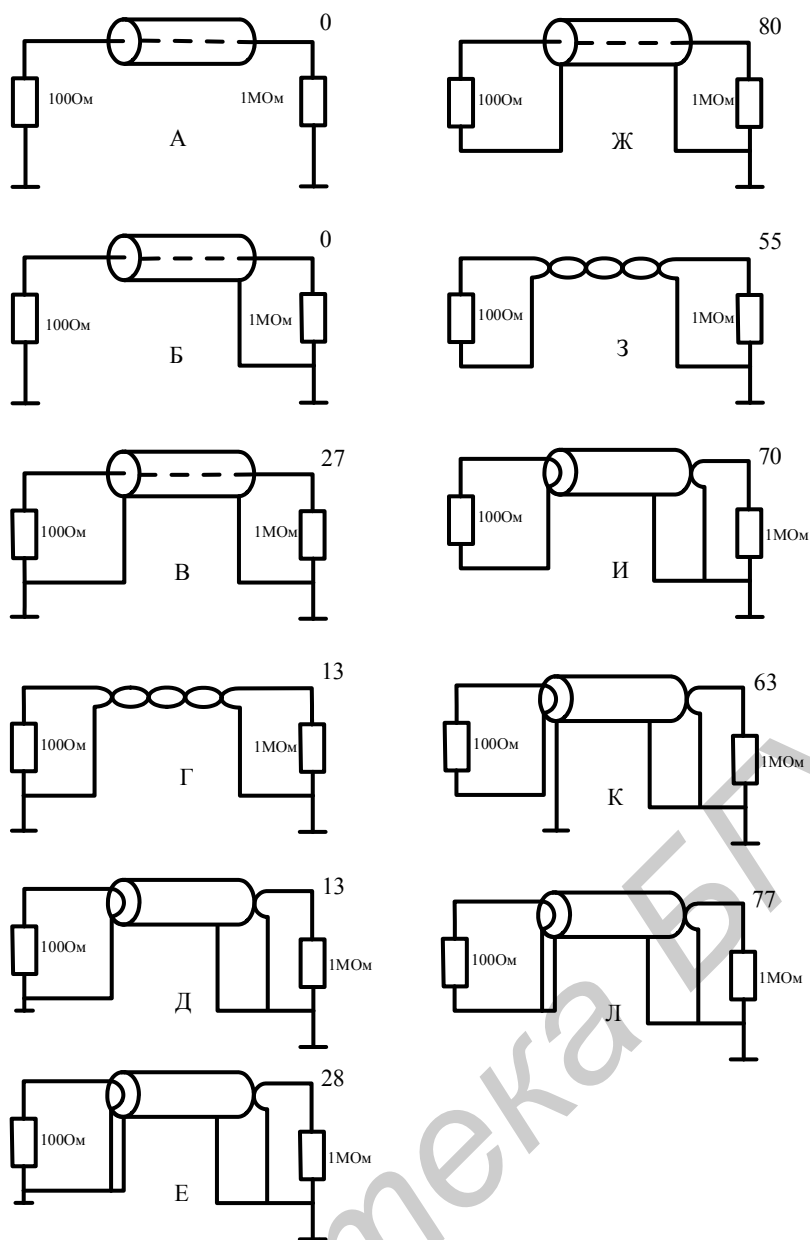


Рис. 12 Схемы и результаты экспериментального определения величины индуктивной связи.

водимого напряжения в децибелах по сравнению со схемой А. Все представленные схемы можно разделить на три группы: коаксиальный кабель (схемы А-В, Ж); экранированная витая пара с заземленной нагрузкой (схемы Г-Е); экранированная витая пара с незаземленной нагрузкой (схемы З-Л).

Рассмотрим последовательно все три группы. В схеме А экран не заземлен, такое подключение экрана не ослабляет воздействие электрических и магнитных полей на проводник внутри экрана. В схеме Б экран заземлен с одного конца, что обеспечивает ослабление электрического поля, магнитное поле при этом не ослабляется, так как площадь контура тока по сравнению со схемой А не изменяется. В схеме В экран заземлен с обоих концов, что дает возможность протекания возвратного тока через экран, существенно уменьшая площадь контура. Однако только на высоких частотах ($\omega \gg 5\omega_{cp}$), вследствие малой индуктивности экрана весь возвратный ток протекает по цепи экрана, на низких частотах часть тока возвращается по земельной шине, что снижает эффективность экранирования. Значительное увеличение магнитного экранирования дает схема Ж. Это обусловлено тем, что площадь контура, очень мала, а также тем, что

здесь нет контура заземления ухудшающего экранирование, весь возвратный ток протекает по цепи экрана.

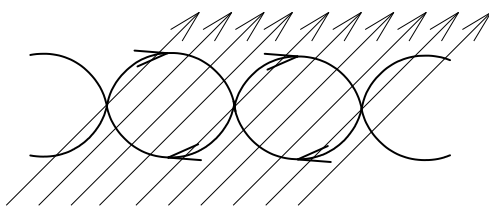


Рис. 13 Механизм воздействия магнитного поля на витую пару.

На рис. 13 показан механизм воздействия магнитного поля на витую пару, в результате такого воздействия в соседних витках наводится равные, но противоположно направленные токи, которые компенсируют друг друга.

Заклучение витой пары в экран (схема Д), заземленный с одной стороны, как и в случае коаксиального кабеля (схема Б), не оказывает влияние на действие магнитных полей. При заземлении экрана с обеих сторон (схема Е) появляется цепь протекания тока через экран, что приводит к уменьшению возвратного тока протекающего по шине заземления, а, следовательно, к уменьшению площади контура.

Витая пара на схеме З имеет большую степень защиты от магнитных полей полю (55 дБ), при этом уровни индуктивных и емкостных наводок становятся сравнимы. Использование экрана заземленного с одной стороны (схема И) обеспечивает экранирование электрических полей и существенно снижает суммарный уровень наводок.

Заземление обоих концов экрана как в схеме К несколько ухудшает экранирование, это объясняется тем, что ток, протекающий в контуре "земля" - "экран" наводит не равные напряжения на проводниках витой пары. Схема Л объединяет в себе свойства коаксиальной схемы Ж и витой пары И, поэтому в группе схем с использованием витой пары с незаземленной нагрузкой она обеспечивает лучшее экранирование. Однако применять эту схему не следует, так как в ней любые напряжения или токи шумов, попавшие на экран, могут проходить на землю через сигнальный проводник. Почти всегда бывает лучше соединять экран и сигнальные проводники в одной точке.

Контрольные вопросы:

1. На каких стадиях проектирования и почему необходимо заниматься решением вопросов ЭМС?
2. Назовите основные методы обеспечения внутрисистемной ЭМС.
3. Сравните особенности экранирования магнитных и электрических полей.
4. В каких случаях экран защищает помещенный в него сигнальный проводник от электрических полей?
5. Что такое частота среза экрана?
6. Что лежит в основе магнитного экранирования сигнальных проводников?
7. Почему в коаксиальном кабеле, экран которого заземлен с обоих концов, на частотах выше пятикратной частоты среза экрана фактически весь ток возврата течет по экрану, а не по заземляющей поверхности?

8. Как влияет число витков на единицу длины на эффективность экранирования витой пары?
9. Сравните по эффективности экранирования схемы А, Б и В.
10. Почему схема И является более эффективной, чем схема З?

3. Эффективность экранов из тонколистовых металлов

Экран представляет собой металлическую перегородку, разделяющую две области пространства. Он предназначен для регулирования распространения электрических и магнитных полей от одной из этих областей в другую.

Характеристики поля определяются источником, средой окружающей его и расстоянием от источника до точки наблюдения. Вблизи источника свойства поля определяются в основном характеристиками источника, вдали от источника свойства поля зависят от среды, в которой распространяется поле. Пространство, окружающее источник можно разделить на две области. Рядом с источником расположено ближнее или индуктивное поле, на расстоянии более $\lambda/2\pi$ дальнее поле или поле излучения.

Отношение напряженности электрического поля E к напряженности магнитного поля H представляет собой полное волновое сопротивление. В дальнем поле это отношение равно полному характеристическому напряжению среды (для вакуума $E/H=Z_0=377$ Ом).

Полное волновое сопротивление среды [Ом]

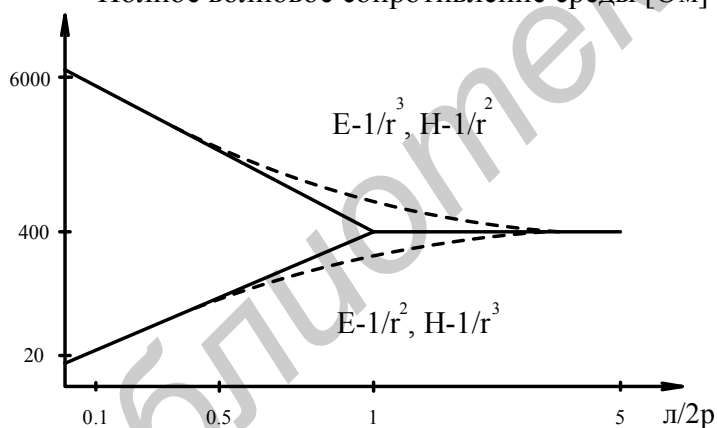


Рис. 14 Зависимость полного волнового сопротивления от расстояния до источника для случая когда поле является электрическим и магнитным

В ближнем поле величина этого отношения зависит от параметров источника и расстояния от него до рассматриваемой точки. Если в источнике генерируется большой ток и низкое напряжение ($E/H < 377$ Ом), ближнее поле является в основном магнитным, если в источнике малый ток и большое напряжение ($E/H > 377$ Ом), то в ближнем поле преобладает электрическая составляющая.

На частоте до 1 МГц почти все наводки внутри электронного оборудования определяются условиями ближнего поля, поскольку ближнее поле на этих частотах простирается на расстояние до 45 м и более. На частоте 30 КГц поле является ближним на расстоянии 1,5 км от источника. Отсюда следует, что проблему помех внутри любого оборудования нужно рассматривать как проблему ближнего поля, если только не является очевидным, что они относятся к проблемам дальнего поля.

В ближнем зоне электрическое и магнитное поле следует рассматривать отдельно, поскольку отношение их напряженностей не является постоянным.

Эффективность экранирования можно определить как создаваемое экраном уменьшение магнитного и (или) электрического поля. Обычно коэффициенты экранирования выражаются в децибелах, что позволяет суммировать коэффициенты экранирования для различного рода эффектов или экранов, ослабляющих поле для получения общего коэффициента экранирования.

$$K_3 = 20 \lg(E_0/E_1) \text{ (дБ)}$$

$$K_3 = 20 \lg(H_0/H_1) \text{ (дБ)},$$

где $E_0(H_0)$ - напряженность падающей волны, $E_1(H_1)$ - напряженность прошедшей волны непосредственно на выходе экрана.

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

Мы будем рассматривать экранирование, обеспечиваемое плоским листом проводящего материала.

Общая эффективность экранирования материала равна сумме потерь на отражение $K_{отр.}$, потерь на поглощение $K_{пог.}$ и корректирующего коэффициента $K_{мн. отр.}$ учитывающего многократное отражение.

$$K_3 = K_{пог.} + K_{отр.} + K_{мн. отр.}$$

Все члены уравнения должны быть выражены в децибелах. При потерях на поглощение $K_{пог}$ свыше 10 дБ $K_{мн. отр.}$ можно пренебречь.

$$K_{пог} = 0.131 \cdot t \cdot \sqrt{f \cdot \mu \cdot \sigma_{отн}} \quad (2)$$

$$K_{мн. отр} = 20 \lg \left(1 - e^{-2t/\delta} \right)$$

где δ - глубина скин-слоя: $\delta = \frac{0,66}{\sqrt{f \cdot \mu \cdot \sigma_{отн}}}$, μ - относительная магнитная проницаемость, $\sigma_{отн.}$ - относительная удельная электрическая проводимость.

Глубина скин-слоя это расстояние, которое должна пройти волна до того, как будет ослаблена в e раз, или до 37% своего первоначального значения.

Потери на отражение определяются отношением полного сопротивления среды Z_ω к сопротивлению экрана Z_3 , и не зависят от его толщины.

$$K_{отр} = 20 \lg \frac{|Z_\omega|}{4|Z_3|}. \quad (3)$$

В случае плоской волны (в дальнем поле) волновое сопротивление Z_ω равно характеристическому сопротивлению вакуума (377 Ом)

Модуль Z_3 можно определить по формуле:

$$|Z_3| = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu}{\sigma_{отн}}} f. \quad (4)$$

Подставив выражение для $|Z_3|$ в формулу (3) получим

$$K_{отр} = 168 - 10 \lg \left(\frac{f\mu}{\sigma_{отн}} \right) \quad (5)$$

В ближнем поле отношение напряженностей электрического и магнитного полей уже не зависит от характеристического сопротивления среды, а определяется в основном параметрами источника (антенны). Волновое сопротивление, создаваемое точечным источником электрического поля, можно аппроксимировать при условии $r \ll \lambda / 2\pi$ следующим уравнением:

$$|Z_{\omega}|_{эл} = \frac{1}{2\pi f \epsilon_a r}, \quad (6)$$

где r - расстояние от источника до экрана, ϵ_a - диэлектрическая проницаемость. Потери на отражение можно определить, подставив Z_{ω} в уравнение (3) получим:

$$(K_{отр})_{эл} = 20 \lg \frac{1}{8\pi f \epsilon_a r} = 20 \lg \frac{4.5 \cdot 10^9}{fr |Z_{э}|}. \quad (7)$$

Волновое сопротивление, обусловленное наличием точечного источника магнитного поля, можно аппроксимировать в предположении, $r \ll \lambda / 2\pi$, следующим уравнением:

$$|Z_{\omega}|_{маг} = 2\pi f \epsilon_a r. \quad (8)$$

Потери на отражение можно определить, подставив $|Z_{\omega}|_{маг}$ в уравнение (3) получим:

$$(K_{отр})_{маг} = 20 \lg \frac{2\pi f \epsilon_a r}{4|Z_{э}|} = 20 \lg \frac{1.97 \cdot 10^{-6} f \cdot r}{|Z_{э}|}. \quad (9)$$

В табл. 1 приведены характерные значения относительной магнитной проницаемости μ , и относительной удельной проводимости $\sigma_{отн}$.

Пример 3.1 Определить равна эффективность экранирования экрана из латуни толщиной 0,7 мм, отстоящего на 25 см от источника электрического поля частотой 1 МГц?

Решение: Найдем модуль $Z_{э}$ по формуле (4):

$$|Z_{э}| = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu}{\sigma_{отн}}} f = 3,68 \cdot 10^{-7} \sqrt{\frac{1}{0,26}} \cdot 10^6 = 7,21 \cdot 10^{-4} \quad [Ом].$$

Сравним длину волны с расстоянием до источника

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10^6} = 3 \cdot 10^2$ [м] т.е. в данном случае происходит взаимодействи в ближнем поле, тогда потери на отражения рассчитываются по формуле (7)

$$(K_{отр})_{эл} = 20 \lg \frac{4.5 \cdot 10^9}{fr |Z_{э}|} = 20 \lg \frac{4.5 \cdot 10^9}{10^6 \cdot 0,25 \cdot 7.21 \cdot 10^{-5}} = 168$$

Определим коэффициент потерь на поглощения используя формулу (2)

$$K_{ноз} = 0.131 \cdot t \cdot \sqrt{f \cdot \mu \cdot \sigma_{отн}} = 0,131 \cdot 0,7 \sqrt{10^6 \cdot 1 \cdot 0,26} = 47$$

Потери на поглощение больше 10 дБ следовательно эффектом многократного отражения можно пренебречь. Окончательно получим

$$K_э = K_{\text{пог.}} + K_{\text{отр.}} = 168 + 47 = 215 \text{ [дБ]}.$$

Таблица 1. Относительная удельная проводимость и относительная магнитная проницаемость различных материалов

Материал	Относительная удельная проводимость сотн	Относительная магнитная проницаемость μ
Серебро	1,05	1
Медь отожженная	1,00	1
Золото	0,70	1
Алюминий	0,61	1
Латунь	0,26	1
Никель	0,20	1
Бронза	0,18	1
Олово	0,15	1
Сталь (марки SAE 1045)	0,10	1000
Свинец	0,08	1
Монель	0,04	1
Нержавеющая сталь (марки 430)	0,02	500

Потери на поглощение связаны с тем, что при прохождении электромагнитной волны в среде индуцируются токи, вызывающие омические потери и, следовательно нагрев вещества.

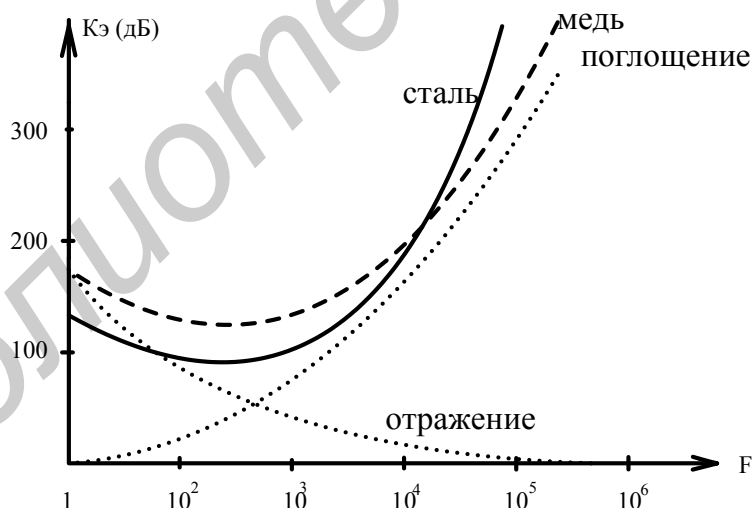


Рис. 15 Типичные зависимости общего коэффициента экранирования от частоты для различных материалов.

С точки зрения практики $K_{\text{мн. отр.}}$ можно не учитывать при определении экранирования электрических полей и плоских волн.

Для повышения эффективности экранирования используют многослойные экраны.

Анализ свойств многослойных экранов позволил сформулировать рекомендации по их применению:

1. Применяются для обеспечения линейного режима работы магнитных экранов.

2. Внутренние слои следует выполнять из магнитных материалов, наилучшие сочетания дают медь-сталь, медь-сталь-медь, так как эффективность экранирования увеличивается, за счет высокой отражающей способности меди и поглощающей стали.

3. Эффективность экранирования увеличивается за счет использования воздушных зазоров и диэлектрических прокладок только в том случае, если их толщина превышает толщину металлических слоев.

Многослойные экраны сложны и громоздки и применяются, когда исчерпаны другие возможности.

Преыдушие вычисления эффективности экранирования велись в предположении, что экран сплошной и не имеет стыков и отверстий. Можно убедиться, что, за исключением низкочастотных магнитных полей, очень легко получить эффективность экранирования более 90 дБ.

Однако на практике большинство экранов не являются сплошными. Они должны иметь крышки для доступа к схеме, дверцы, отверстия для проводов, вентиляции, переключателей и измерительных приборов, а также механические соединения и швы. Всё это значительно снижает эффективность экрана. С точки зрения практики собственная эффективность экранирования материала экрана представляет меньший интерес, чем утечки через швы, соединения и отверстия.

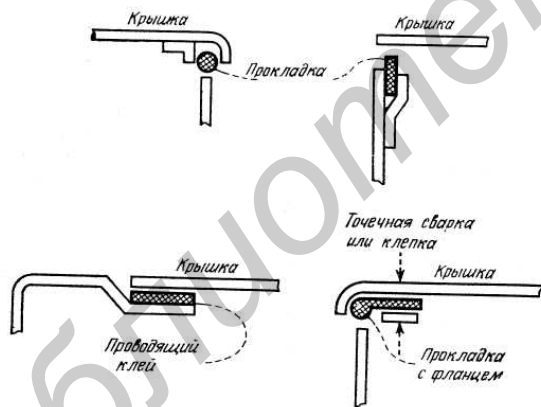


Рис. 16 Способы установки прокладок

Разрывы в экранах обычно оказывают большее влияние на утечки магнитного поля, чем электрического. Соответственно большее внимание следует уделять методам минимизации утечек магнитного поля. Почти во всех случаях те же самые методы пригодны и для уменьшения утечек электрического поля.

Величина утечки через разрывы в экране зависит главным образом от трёх факторов: 1) максимального линейного размера (а не площади) отверстия; 2) волнового сопротивления; 3) частоты источника. Тот факт, что максимальный размер, а не площадь, определяет величину утечки, лучше всего можно понять, рассмотрев экранирование с точки зрения теории цепей. Поля помех индуцируют токи в экране, а индукционные токи создают дополнительные поля. Эти новые поля нейтрализуют первоначальное поле в некоторых областях пространства. Для того чтобы это происходило, такие токи должны иметь возможность протекать без возмущений в направлении, заданном падающим полем. Если в экране имеется разрыв, вынуждающий индуцированные токи отклоняться от первоначального пути, эффективность эк-

ранирования уменьшается. Группа небольших отверстий оказывает на ток намного меньшее возмущающее действие, чем щель, и поэтому они вызывают появление меньшей утечки даже в том случае, когда их общая площадь та же, что и у щели.

Контрольные вопросы:

1. От каких факторов зависит эффективность экранов из тонколистовых металлов?
2. Какие физические процессы лежат в основе ослабления электрических, магнитных и электромагнитных полей в металлических экранах?
3. Для каких полей потери на отражение в металлических экранах относительно: а) велики, б) малы?
4. Какой материал следует применять для защиты от низкочастотных магнитных полей?
5. Какой материал следует применять для защиты от электрических полей, плоских волн и высокочастотных магнитных полей?
6. Как влияют размеры и конфигурация отверстий в экранах на величину утечек?

4. Заземление и фильтрация

4.1 Заземление

Различают защитное и сигнальное заземление. Шина защитного заземления обязательно должна иметь потенциал Земли и необходима для обеспечения безопасности.

Система сигнального заземления это электрическая цепь, обладающая свойством сохранять минимальный потенциал, являющийся уровнем в отчете в конкретной аппаратуре и необязательно равный потенциалу Земли. Сигнальное заземление - один из основных способов уменьшения нежелательных шумов и наводок.

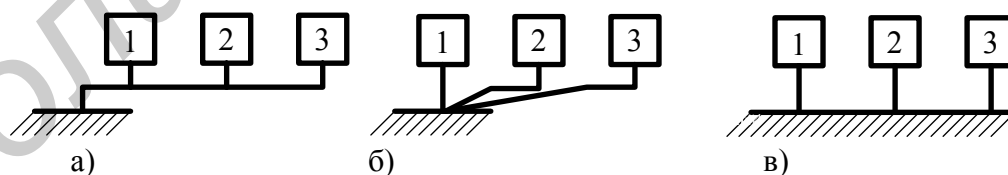


Рис. 17 Схемы заземления: а) последовательная, б) параллельная, в) заземление в нескольких точках.

На рис. 17 показаны различные схемы заземления а) последовательное, б) параллельное подключение в одной точке, которые называют системой с общей землей и в) система с раздельными землями.

Требования к системе заземления:

- минимизация общего импеданса земли, позволяющая исключить образование напряжения помех, превышающего допустимый уровень за счет протекания токов отдельных каскадов, микросхем и т.д. через общие участки земли.

- отсутствие замкнутых контуров чувствительных к воздействию магнитных полей.
- использование отдельных цепей для защитного и сигнального заземления.

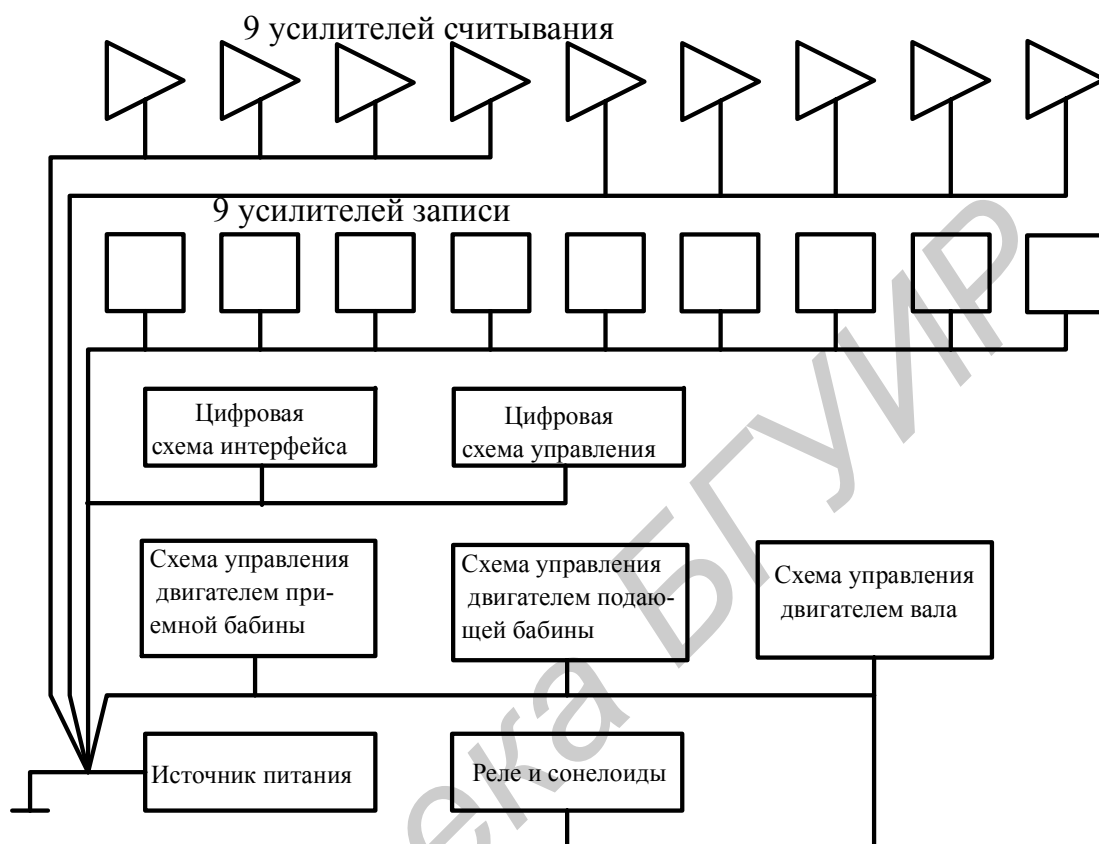


Рис. 18 Схема заземления девятидорожечного накопителя на магнитной ленте.

В современной аппаратуре обычно используется гибридная схема заземления, примером которой может служить схема заземления девятидорожечного накопителя на магнитной ленте (рис. 18)

Особое внимание следует уделить проблеме образования замкнутых контуров, в которых могут протекать токи радиочастотных помех. Чаще всего такие контура образуются заземляющими проводниками и экранами кабелей присоединенной к ним аппаратуры.

Для дополнительной защиты от шумов необходимо разорвать контур заземления.

Преимущество оптронов слабая чувствительность к внешним полям, маленькая емкость между входом и выходом. Недостаток - нелинейность вольт-амперной характеристики, что не позволяет использовать их в аналоговых схемах.

Когда необходима связь на НЧ по постоянному току развязывающий трансформатор использовать нельзя, в данном случае трансформатор используют в качестве дросселя и называют нейтрализующим или симметрирующим. Реализуется нейтрализующий трансформатор в виде нескольких витков вокруг магнитного кольца.

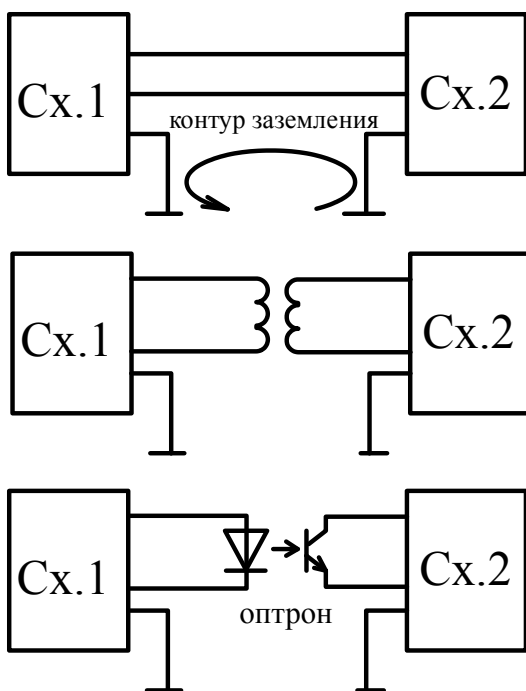


Рис. 19 Образование контура заземления и его разрыв с помощью трансформатора либо оптрона

Нужно учитывать, что радиочастотные помехи в цепях питания и обмена информацией отводятся фильтрами в конечном итоге опять же в заземляющие проводники.

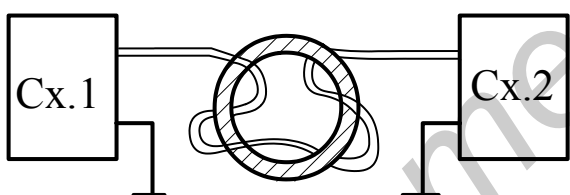


Рис. 20 Простой способ введения в схему нейтрализующего трансформатора

Земления можно предотвратить путем выбора топологии заземляющих проводников, то это следует делать обязательно.

2. На низких частотах экраны кабелей обычно следует заземлять только с одной стороны. На высоких частотах рекомендуется двухстороннее заземление, поскольку связь через паразитные емкости все равно присутствует, а ее ликвидация обычно значительно ухудшает экранирование.

3. По возможности, рекомендуется использовать симметричные схемы передачи сигналов. Экран кабеля лучше не использовать в качестве сигнальной цепи.

4. Присоединение экрана к корпусу аппаратуры должно выполняться специальным разъемом по всей окружности кабеля. Использование “косичек” недопустимо, поскольку они имеют большое сопротивление на высокой частоте.

На один и тот же сердечник можно наматывать проводники от нескольких схем (25-30 цепей) без возникновения взаимных помех.

Анализ эквивалентной схемы показывает, что ток в обоих проводниках имеет одинаковую величину, но противоположное направление.

Сравнительно длинные заземляющие проводники представляют собой хорошие антенны в широком диапазоне частот. При этом причиной наводок могут быть как внешние источники (радио и телевизионные передатчики, коммутационные операции в силовых сетях и т.п.), так и находящиеся внутри здания (различные передатчики, блоки питания аппаратуры, сильно “шумящие” высокочастотные электронные узлы и т.п.).

Из сказанного ясно, что единого решения относительно способа заземления экранов кабелей (и, следовательно, образования контуров заземления) не существует. Можно дать лишь следующие общие рекомендации [10]:

1. Если образование контура за-

4.2 Фильтрация

Электрические фильтры используются для подавления как межсистемных, так и внутри системных помех.

Межсистемные предназначены для обеспечения соответствующих параметров систем или устройств РЭА, например избирательности РПрУ, подавления нежелательных излучений передатчика.

Внутрисистемные фильтры используют для подавления помех в:

- шинах питания;
- устранения связи между каскадами по ВЧ;
- подавления промышленных помех;
- защиты от помех высокочувствительных элементов и устройств.

Требование к фильтрам:

- обеспечение заданной эффективности фильтрации в требуемом диапазоне частот (с учетом входных и выходных импедансов);
- обеспечение допустимых нелинейных искажений питающего напряжения;

- ограничения допустимого падения напряжения на фильтре при максимальном токе нагрузки;

- обеспечение соответствующей эффективности экранирования, минимальных габаритов и массы, нормального теплового режима.

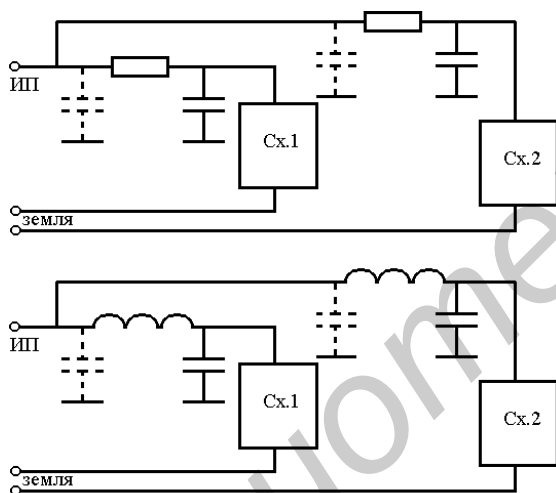


Рис. 21 Схемы развязывающих фильтров

Необходимость использования развязывающих фильтров по питанию связана с неидеальностью источников питания (ИП), т.е. и источники питания и система разводки имеют нежелательное сопротивление, через которое происходит связь по шумам и наводкам. В качестве развязывающих используют RC и LC фильтры.

Эффективность фильтрации зависит от импедансов ИП и нагрузки. В связи с этим при малом сопротивлении ИП первым элементом фильтра должна быть катушка индуктивности, при большом сопротивлении ИП - конденсатор, аналогично выбирается последовательность элементов предшествующих нагрузке.

При построении фильтра надо учитывать, что конструкция катушки индуктивности проще при малых токах, а конструкция емкости при малых напряжениях.

Наличие паразитных параметров элементов фильтра приводит к возникновению собственных резонансов, которые необходимо учитывать. Поэтому при расчете помехоподавляющих фильтров в диапазоне 0,15-400 МГц следует придерживаться следующих соображений:

- выбор параметров L и C производится для нижней границы частотного диапазона фильтрации;
- конструкция элементов фильтра выбирается такой, чтобы паразитные параметры совместно с номинальными обеспечивали необходимую эффективность фильтрации для верхнего частотного диапазона;
- максимальная эффективность фильтрации должна обеспечиваться во всем диапазоне частот, особенно на средних частотах диапазона.

Для снижения помех в шинах питания используют следующие схемно-конструкторские методы:

- уменьшение индуктивности шин питания;
- сокращение участков шин питания общих для отдельных микросхем;
- использование рациональной топологии шин питания;
- снижение скорости импульсных потоков с помощью емкости.

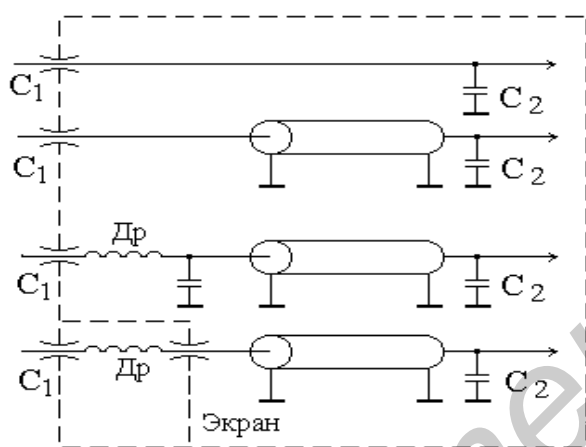


Рис. 22 Различные способы высокочастотной фильтрации. C_1 – проходной конденсатор, C_2 – слюдяной или керамический конденсатор, Dr – дроссель радиочастоты

Часто для того, чтобы предотвратить излучение шумов от высокочастотных схем, в качестве экранов используют металлические отсеки. Чтобы эти экраны были эффективны, ко всем проводам, входящим в отсек или выходящим из него, следует подключать фильтры для защиты этих проводов от шумов, наводимых на них за пределами экрана. На звуковой частоте достаточно обычных развязывающих фильтров. Но, чтобы гарантировать эффективность фильтра на высоких частотах, необходимо принимать специальные меры.

В тех местах, где проводник проходит сквозь экран, следует использовать проходные конденсаторы, а между проводником и землей на конце цепи необходимо включать слюдяной или керамический конденсатор с короткими выводами. Экранирование проводника внутри отсека уменьшает шумы, наводимые на проводник. Дополнительную фильтрацию можно обеспечить при помощи П-образного фильтра CLC-фильтра, состоящего из двух конденсаторов и одной индуктивности (радиочастотный дроссель). Этот П-образный фильтр можно улучшить, поместив дроссель в отдельный экран, расположенный внутри экранирующего кожуха. Во всех описанных случаях выводы конденсаторов и проводники, заземляющие экраны, следует делать как можно короче.

Контрольные вопросы

1. Назовите способы сигнального заземления.
2. Какой способ заземления предпочтительнее: а) на низких частотах, б) на высоких частотах?
3. Какие основные цели преследуются при выполнении заземления?

4. На каких частотах следует применять систему заземления в одной точке?
5. Какие схемы заземления используются в современной аппаратуре?
6. Каким образом можно разорвать контуры заземления?
7. Как следует заземлять экраны сигнальных кабелей на высоких частотах?
8. Назовите способы высокочастотной фильтрации?
9. Как зависит выбор развязывающего фильтра от импеданса источника питания?

5. Реакция транзисторов и микросхем на действие непреднамеренных помех

Факторами, обуславливающими повышенный интерес к данной проблеме, являются [4]:

- непрерывное повышение уровней мощностей современных передатчиков до сотен киловатт в непрерывном и десятков мегаватт в импульсном режиме. В связи с этим многие радиоэлектронные устройства вынуждены работать в электромагнитных полях, напряженность которых достигает 150-200 В/м в метровом диапазоне и нескольких киловатт в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн;

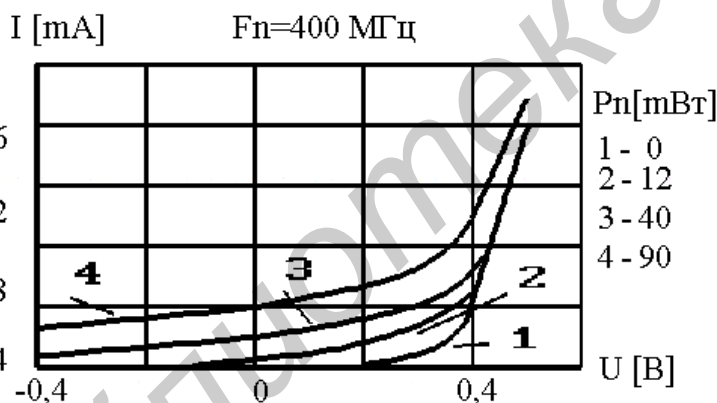


Рис. 23 Изменение вольтамперной характеристики диода под воздействием ВЧ помехи.

- повышение степени интеграции современных интегральных микросхем (ИМС).

При этом снижаются уровни используемых напряжений и токов. Энергия полезных сигналов микроэлектронных устройств сравнима, а порой и меньше энергии электромагнитной помехи (ЭМП). Кроме того, в связи с ростом быстродействия современных цифровых систем, уменьшением длительности рабочих сигналов до единиц даже долей наносекунд сами вычислительные устройства могут создавать уровни помех, достаточные для наступления сбоев;

Наведенные на сигнальных проводах, шинах питания и заземления ЭМП воздействуют непосредственно на выводы полупроводниковых приборов (ПП) и ИМС. В зависимости от уровня поглощенной мощности помехового сигнала возможны следующие степени нарушения работоспособности:

- обратимые сбои с восстановлением нормальных характеристик и параметров после прекращения действия ЭМП;

- деградационные изменения параметров и характеристик с сохранением относительной работоспособности;

- катастрофические отказы с полным нарушением работоспособности;

При анализе последних двух видов отказов не могут быть применены методы теории ЭМС.

При воздействии помех на ПП и ИМС наиболее вероятными являются сбои с восстановлением нормальных параметров после прекращения действия помех. Они обусловлены, главным образом, процессами детектирования огибающей высокочастотного сигнала на нелинейностях приборов, в частности на р-п-переходах. В данном случае помеховые сигналы детектируются устройствами, которые предназначены для выполнения других функций. В результате высокочастотные ЭМП, превышающие граничные рабочие частоты ПП и ИМС, преобразуются в сигналы, попадающие в полосу пропускания устройства.

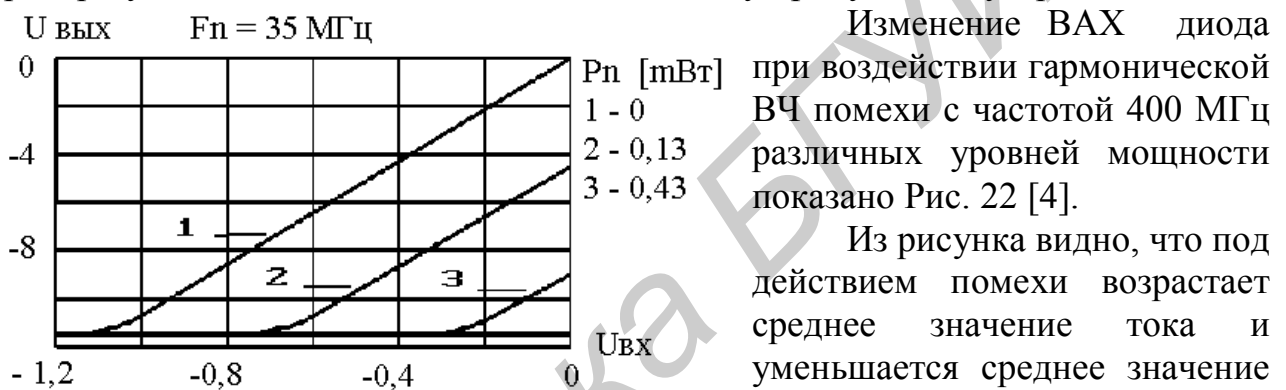


Рис. 24 Изменение передаточных характеристик операционного усилителя под действием помех

Наиболее универсальным и многофункциональным узлом современных аналоговых схем является операционный усилитель, для оценки восприимчивости которого можно использовать изменение передаточных характеристик под действием помех.

Наиболее универсальным и многофункциональным узлом современных аналоговых схем является операционный усилитель, для оценки восприимчивости которого можно использовать изменение передаточных характеристик под действием помех.

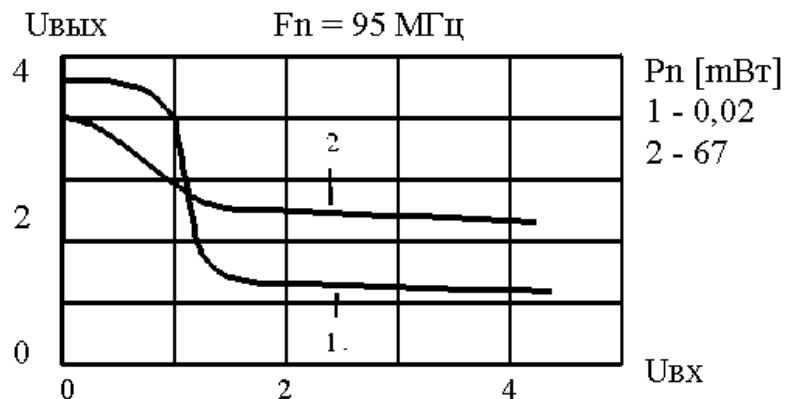


Рис. 25 Изменение уровня логического нуля и единицы при действии помех

Анализ передаточных характеристик позволяет оценить изменение всех основных параметров: коэффициента усиления, дрейфа нуля, динамического диапазона входных сигналов.

Многообразие типов цифровых микросхем, выполняющих различные функции, затрудняет выбор единых критериев оценки их восприимчивости к

ЭМП. Наиболее полное представление о влиянии помех на работоспособность цифровых ИМС позволяет сделать исследования простейших микросхем, в частности элемента И-НЕ.

При воздействии ЭМП происходит деформация передаточной характеристики, смещаются уровни логического нуля и единицы. Однако при оценке влияния ЭМП недостаточно контролировать только статические характеристики.

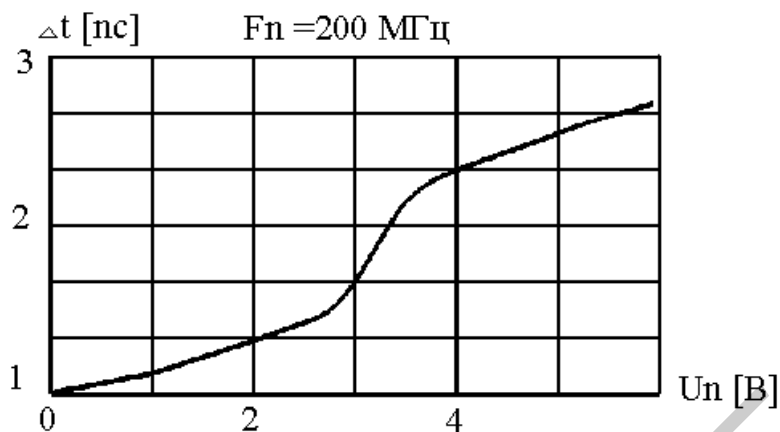


Рис. 26 Зависимость времени задержки от уровня помех

Как показали исследования под действием помех происходят значительные изменения динамических параметров: увеличение времени задержки при включении и выключении, длительностей фронта и среза полезного сигнала.

Вероятность сбоев в работе цифровых устройств по этой причине в ряде случаев намного выше, чем при изменении уровней логического нуля и единицы. Вследствие увеличения времени переключения происходит также возрастание потребляемого тока.

Воздействие помех на ПП и ИМС приводит к увеличению вероятности сбоев, снижению быстродействия, увеличению потребляемой мощности.

Контрольные вопросы

1. Каким образом может быть нарушена работоспособность ПП и ИМС при действии помех?
2. Поясните механизм воздействия электромагнитных помех на ПП и ИМС.
3. Как изменяются характеристики ПП и ИМС при действии помех?
4. Почему воздействие помех приводит к увеличению потребляемой мощности?

6. Характеристики и параметры ЭМС антенных устройств

Через приемную и передающую антенны происходит полезное и мешающее взаимодействие одновременно работающих РЭС. Следовательно, антенна является тем устройством, от которого во многом зависит возможность обеспечения ЭМС[13]. Эти возможности определяются характеристиками и параметрами антенн, среди которых важнейшими являются: диаграмма направленности

(ДН), коэффициент направленного действия (КНД) и уровень боковых лепестков.

В связи с развитием ЭМС и помехозащищенности входят в обиход ранее не применявшиеся характеристики и параметры антенн: статистические характеристики, динамический диапазон, эффективная поверхность рассеивания и др.

Поскольку антенны часто срачиваются с электроникой (с приемниками и передатчиками), то вырабатывается еще один интересный для ЭМС класс параметров антенн: диапазон частот, точность настройки и стабильность частоты, отношение сигнал/шум и т.д.

С точки зрения ЭМС существенной функцией антенн является распределение энергии в пространстве при передаче. Антенна также выступает как пространственный фильтр, осуществляющий избирательность по направлению при приеме.

Распределение энергии в пространстве описывается амплитудной характеристикой направленности - зависимостью амплитуды напряженности (или другой величины) создаваемого антенной поля от направления в пространстве. При этом поле должно измеряться на одном и том же расстоянии от источника

излучения (при передаче). Аналогично, при приеме амплитудная характеристика направленности определяется по восприимчивости приемником с данной антенной энергии поля контрольного передатчика, перемещающегося по окружности с центром в точке расположения приемной антенны. Если для антенны выполняется принцип взаимности, то достаточно иметь одну из этих характеристик.

Графическое изображение амплитудной характеристики направленности в двух или одной плоскостях в декартовой или полярной системе координат называют диаграммой направленности антенны.

На рисунке изображена нормированная диаграмма направленности

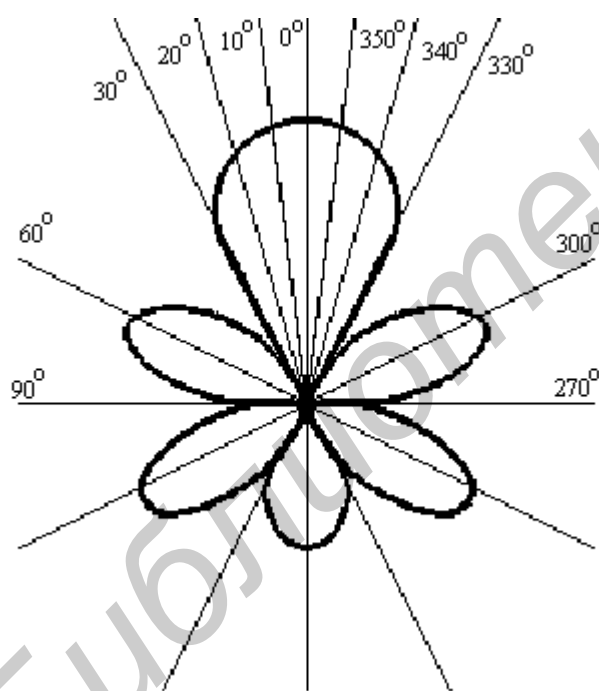


Рис. 27 Нормированная диаграмма направленности антенны в полярных координатах

$u(\alpha)$ некоторой антенны в полярной системе координат. График позволяет найти ширину диаграммы, отсчитанную на уровне 0,7 по напряженности поля или на уровне 0,5 по мощности. Можно дать оценку боковым лепесткам, определив их средний уровень, максимальное значение и т.д. Все эти данные в той или иной степени характеризуют антенну как пространственный фильтр и очень важны при оценке возможностей к совместной работе РЭС, т.е. являются параметрами ЭМС.

Важнейшим параметром антенны является коэффициент направленного действия (КНД).

КНД - это число G (в разгах или децибелах), которое определяется формулой

$$G_0 = P_{\Sigma 0} / P_{\Sigma}$$

$$G_0 = 10 \lg(P_{\Sigma 0} / P_{\Sigma})$$

где $P_{\Sigma 0}$ - мощность излучения ненаправленной антенны; P_{Σ} - мощность излучения направленной в сторону приемника антенны.

Для произвольного направления ненормированная диаграмма направленности по мощности может быть представлена через КНД в виде:

$$G(\alpha, \beta) = G_0 y(\alpha, \beta),$$

где $y(\alpha, \beta)$ нормированная, снятая по мощности диаграмма направленности антенны.

Из курса антенн известно, что коэффициент направленного действия антенны G_0 есть отношение полного телесного угла (4π) к телесному углу главного лепестка диаграммы направленности антенны ($\Delta\alpha \cdot \Delta\beta$):

$$G_0 = \frac{4\pi}{\Delta\alpha\Delta\beta} = \frac{4\pi}{\int_{\alpha=0}^{2\pi} \int_{\beta=0}^{\pi} y(\alpha, \beta) \sin \beta d\alpha d\beta},$$

где $\Delta\alpha, \Delta\beta$ - ширина диаграммы направленности антенны соответственно по азимуту и углу места.

Ширина диаграммы направленности антенны прямо-пропорциональна длине волны и обратно-пропорциональна размеру антенны по соответствующей координате. Для СВЧ - рупорных, линзовых зеркальных и т.д. выражение для определения $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ упрощается

$$\Delta\alpha = \frac{\lambda}{L_{\alpha}}, \quad \Delta\beta = \frac{\lambda}{L_{\beta}},$$

где L_{α}, L_{β} - геометрические размеры антенны в азимутальной и угломестной плоскости.

$$G_0 = \frac{4\pi}{\Delta\alpha \cdot \Delta\beta} = \frac{4\pi}{\frac{\lambda}{L_{\alpha}} \cdot \frac{\lambda}{L_{\beta}}} = \frac{4\pi L_{\alpha} \cdot L_{\beta}}{\lambda^2} = \frac{4\pi \cdot S_{0\text{геом}}}{\lambda^2}$$

$S_{0\text{геом.}}$ = $L_{\alpha} \cdot L_{\beta}$ геометрическая площадь антенны.

Коэффициент усиления антенны G связан с КНД следующим соотношением:

$$\frac{1}{G} = \frac{1}{G_0} + \eta_{\text{бок}}$$

где $\eta_{\text{бок}} = \frac{1}{G_0}$ - уровень боковых лепестков.

$$G = \frac{G_0}{2} = \frac{4\pi \cdot S_{\text{эфф}}}{\lambda^2}$$

$$S_{a\text{эфф}} = \frac{S_{a\text{геом}}}{2}$$

При рассмотрении фазированных антенных решеток (ФАР) с электронным сканированием луча необходимо учитывать, что ширина диаграммы направленности зависит от угла наклона γ главного лепестка к нормали антенны.

$$\Delta\alpha = \frac{\lambda}{L_\alpha \cos\gamma_\alpha}, \quad \Delta\beta = \frac{\lambda}{L_\beta \cos\gamma_\beta}.$$

Пример 6.1 Сравнить КНД фазированной антенной решетки размером $L_\alpha \cdot L_\beta = 3 \cdot 3$ (м); $\lambda = 3$ см, если угол отклонения главного лепестка $\gamma_\beta = 0^\circ$ и $\gamma_\beta = 40^\circ$?
Решение: Определим G_{01} при нулевом отклонении главного лепестка от нормали:

$$G_{01} = \frac{4\pi L_\beta \cdot L_\alpha}{\lambda^2} \cos\gamma_\beta = \frac{4 \cdot 3 \cdot 14 \cdot 1.5 \cdot 1.5}{10^{-2}} \cdot 1 = 2826 = 34.5 \text{ дБ}$$

При отклонении главного лепестка на 40° в угломестной плоскости ширина главного лепестка в этой плоскости увеличится в $1/\cos\gamma_\beta$ раз, следовательно G_{02} уменьшится во столько же раз:

$$G_{02} = \frac{4\pi L_\beta \cdot L_\alpha}{\lambda^2} \cos\gamma_\beta = \frac{4 \cdot 3 \cdot 14 \cdot 1.5 \cdot 1.5}{10^{-2}} \cdot 0.766 = 2164 = 33.4 \text{ дБ}$$

По значению КНД все антенны можно разделить на остронаправленные ($G_0 > 25$ дБ), средненаправленные ($10 \text{ дБ} \leq G_0 \leq 25$ дБ) и слабонаправленные ($G_0 < 10$ дБ). Приведенные формулы не работают для новейших типов антенн: фазированных антенных решеток, антенн с синтезированной апертурой.

Значения ДН и КНД сильно зависят от частоты, а это значит, что параметры антенн существенно разные на основной и не основных частотах.

Некоторое представление об уровне боковых лепестков можно получить из табл.2.

Табл. 2 Средний уровень боковых лепестков для различного распределения поля по апертуре антенны

Особенности апертуры	Распределение поля по апертуре	Уровень первого бокового лепестка относительно первого в дБ
Прямоугольная апертура	Равномерное	- 13.2
	Параболич.	- 20.6
	Косинус- квадрат	- 32
Круглый раскрыв	Равномерное	-17.6
	Параболич.	- 24.6

В большинстве случаев теоретические расчеты или приближённые, или практически недостоверны, поэтому на первый план выходят эксперимент и измерения, причем стоимость этих измерений порой составляет 30% стоимости всей антенны. В качестве примера естественного полигона для такого рода из-

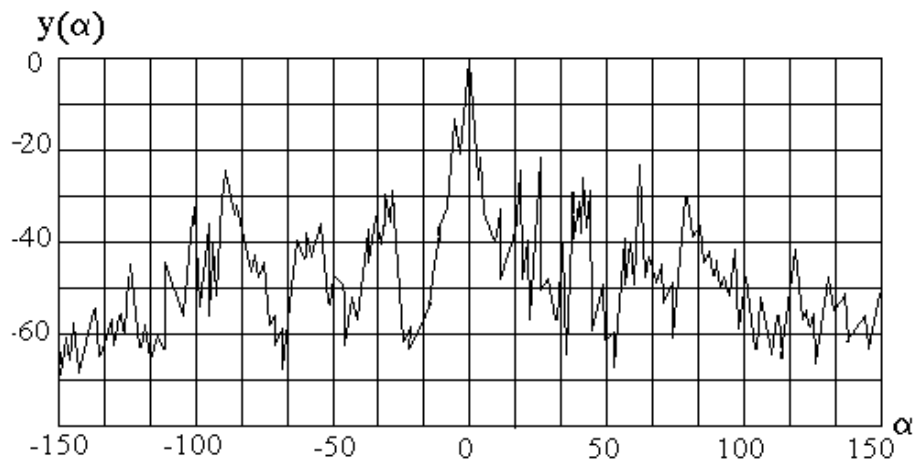


Рис. 28 Типичная диаграмма направленности антенны в декартовых координатах

кругу.

На рис. 28 приведена приблизительная копия измеренной диаграммы направленности.

Имея такую характеристику можно проводить статистический анализ результатов измерения. Сама диаграмма направленности по своей форме напоминает реализацию шума, и, следовательно, можно предположить, что её распределение будет соответствовать нормальному закону.

Если ось координат обозначить через $z = 10\lg[y(\alpha)]$, то возможно построение вероятностного распределения $w(z)$, которое можно аппроксимировать нормальным законом.

$$w(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{(z-\bar{z})^2}{2\sigma_z^2}}$$

Средний уровень боковых лепестков \bar{z} и среднее

квадратическое отклонение σ_z можно найти путем анализа экспериментальной кривой вероятностного распределения $w(z)$. Кривая $w(z)$ изображена на рисунке, она действительно хорошо согласуется с нормальным законом.

В качестве примера приведем таблицу (табл.3) с обобщенными данными о среднем уровне боковых лепестков для различных антенн

Табл. 3 Средний уровень боковых и лепестков для различных антенн

Тип антенны	\bar{z} дБ	σ_z дБ
Остронаправленные	- 10	14
Средненаправленные	- 10	11
Слабонаправленные	0	6

мерений может служить гора Ньюпорт штат Нью-Йорк (база ВВС США Гриффис). Измерения ДН антенны установленной на горе проводятся с помощью специально оборудованного самолета облетающего гору по

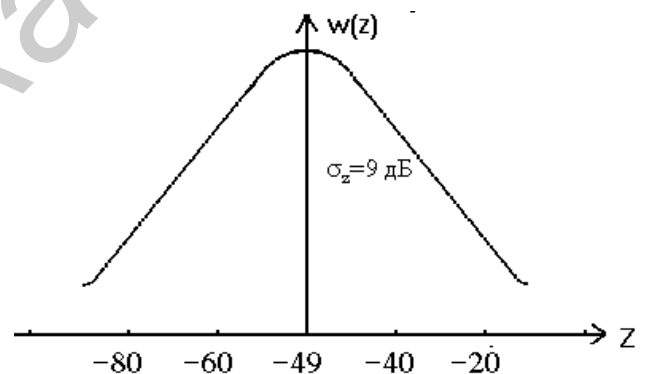


Рис. 29 Экспериментальная кривая вероятностного распределения

Кривая $w(z)$ изображена на рисунке, она действительно хорошо согласуется с нормальным законом.

Диаграмма направленности определяет формирование сигнала в пространстве и является одним из решающих звеньев пространствен-

но-временной обработки сигналов. При изучении фильтрующей роли антенн надо иметь возможность аналитически представлять диаграмму направленности.

Приведем несколько примеров аппроксимации диаграммы направленности:

1. Ненаправленная антенна (изотропный излучатель) - аппроксимируется функцией $y(\alpha)=1$ для всех значений угловой координаты α .

2. Для слабонаправленных антенн может применяться аппроксимация $y(\alpha)=\cos\alpha$. Такой диаграммой направленности характеризуются диполи, рамочные антенны.

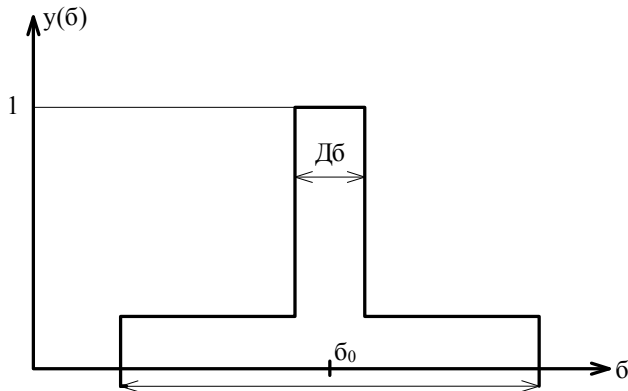


Рис. 30 Двухуровневая аппроксимация диаграммы направленности антенны с учетом боковых лепестков

3. Прямоугольная двухуровневая аппроксимация записывается в виде формулы

$$y(\alpha) = \begin{cases} 1 & (\alpha_0 - \frac{\Delta\alpha}{2} \leq \alpha \leq \alpha_0 + \frac{\Delta\alpha}{2}) \\ 0 & \text{для других } \alpha \end{cases}$$

Такая аппроксимация применяется для очень грубых оценок без учета боковых лепестков, при учете боковых лепестков запись принимает следующий вид

$$y(\alpha) = \begin{cases} 1 & (\alpha_0 - \frac{\Delta\alpha}{2} \leq \alpha \leq \alpha_0 + \frac{\Delta\alpha}{2}) \\ y_{бок} & (\alpha < \alpha_0 - \frac{\Delta\alpha}{2}, \alpha > \alpha_0 + \frac{\Delta\alpha}{2}) \end{cases}$$

В этом случае можно как-то отразить интересы ЭМС, при изучении которой рассматривается реальный динамический диапазон НРП 120 дБ и более, когда никак нельзя забывать о боковом приеме и передаче.

4. Аппроксимация функцией $(\sin x/x)^2$ применяется к остронаправленным антеннам. Широко применяется выражение

$$y(\alpha) = \frac{\sin^2(2,81 \frac{\alpha}{\Delta\alpha})}{(2,81 \frac{\alpha}{\Delta\alpha})^2}$$

В данной аппроксимации лишь сделано напоминание, что есть боковые лепестки, однако нет никакой привязки к их уровню.

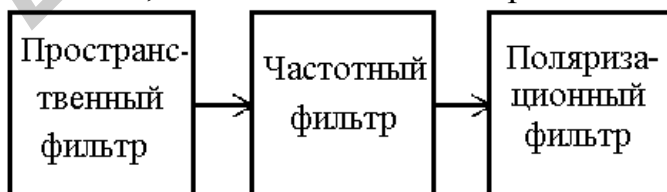


Рис. 31 Модель антенны

Подводя итог, следует сказать, что с точки зрения ЭМС антенну можно представить как многомерный фильтр, так как антенна может обеспечивать избирательность не только по пространству, но и по частоте, поляризации, а неко-

торых случаях и по времени.

Контрольные вопросы:

1. Перечислите основные характеристики и параметры ЭМС антенных устройств.
2. Приведите примеры аппроксимации диаграммы направленности антенны.
3. Как зависит ширина диаграммы направленности ФАР от угла отклонения главного лепестка от нормали?
4. Поясните, почему модель антенны можно представить как последовательность фильтров?

7. Радиопередающее устройство, как основной источник НРП

Использование радиочастотного спектра зарегистрированными передатчиками становится все более интенсивным (радиовещание, морские и авиационные радиосредства, радары и мобильные передатчики). Частота используемых передатчиков меняется от 10 кГц в длинноволновом диапазоне до гигагерц у радаров, мобильных телефонов и т.п. Напряженность создаваемого электрического и магнитного полей зависит от мощности передатчика и расстояния до него. Так, слабый близкорасположенный источник (например, сотовый телефон) может создавать большее поле, чем удаленный мощный передатчик (например, аэродромный радар).

Приведенная ниже таблица (табл.4) содержит типовые значения напряженности электрического поля для основных источников [4].

Выполняя основную функцию формирования радиосигнала заданной структуры и интенсивности, РПДУ одновременно оказывается источником помех для других и своего РЭС. РПДУ является источником НРП по своей сути, излучая в пространство наряду с энергией полезного сигнала нежелательные колебания. Излучение, которых не является необходимым для выполнения передатчиком своих функций. Энергия нежелательных излучений, хотя и заметно ниже основного, может являться определяющей в образовании НРП. Полная ликвидация нежелательных излучений приводит к большим экономическим затратам.

Часто РПДУ представляет собой сложное энергонасыщенное устройство, содержащее в своем составе электрогенераторы, электромоторы, силовые трансформаторы, контакторы и т.д., является мощным источником промышленных НРП. Пример: КПД-10%, $P_{\text{извук.вещ.}}=1200$ кВт, $P_{\text{энерг.уtc}}=12$ МВт.

Поскольку частотная селекция радиосигналов является основным видом селекции, наибольший интерес проявляется к частотному составу НРП передатчика.

Табл. 4. Типовое распределение радиочастотного спектра

Источник	Диапазон частот, МГц	Мощность передатчика	Типовое удаление от источника	Расчетное значение напряженности поля, В/м*
НЧ станции радиовещания и морской связи	0.014-0.5	2500 кВт	2 - 20 км	5.5 - 0.55
Широковещательные АМ-станции	0.2 -1.6	50-800 кВт	0.5- 2 км	12.5 - 0.78
Радиолюбители (ВЧ)	1.8-30	1 кВт	10-100 м	22.1- 2.21
ВЧ-связь, включая SW –вещание	1.6-30	0,1 кВт	1 - 20 км	0.7 - 0.04
Устройства личной и служебной радиосвязи	27-58	12 Вт	10-100 м	2.4 - 0.24
Радиолюбители, VHF/UHF	50-52 144-146 432- 438 1290 -1300	1 –8 кВт 1 –8 кВт 1 –8 кВт 1 –8 кВт	10-500м	63 - 0.44
Стационарная и мобильная связь	29-40 68-87 146-174 422 - 432 438 - 470 860 - 990	50-130 Вт 50-130 Вт 50-130 Вт 50-130 Вт 50-130 Вт 50-130 Вт	2 - 200 м	40 - 0.25
Мобильные телефоны (включая радиотелефоны)	1880-1990	5 Вт 1 Вт	1– 100 м 0.5–10 м	15.6– 1.56 14 – 0.7
Телевидение (VHF)	48-68 174 - 230	100-320 кВт	0.5–2 км	8 –1.11 **
Вещание на FM	88 -108	100 кВт	0.25-1км	8.9 - 2.2 **
Телевидение (UHF)	470- 853	500 кВт	0.5- 3 км	10-1.6**
Радары	1000 - 30000	1кВт–10 ГВт	2 - 20 км	350-1.6 (пики)
*- в предположении, что антенна ведет себя как полуволновой диполь в свободном пространстве; рассматривается дальнее поле. **- Указанная напряженность – только внутри луча, создаваемого антенной				



Рис. 32 Необходимая и занимаемая полоса частот радиопередатчика

Занимаемую полосу частот можно рассчитать: требуется, чтобы за пределами занимаемой полосы частот оставалось не более β % мощности. Значение β устанавливается для каждого класса радиоизлучений, в большинстве случаев принимается $\beta = 1\%$.

В целом спектр РПДУ занимает большой диапазон частот и по составу многообразен.

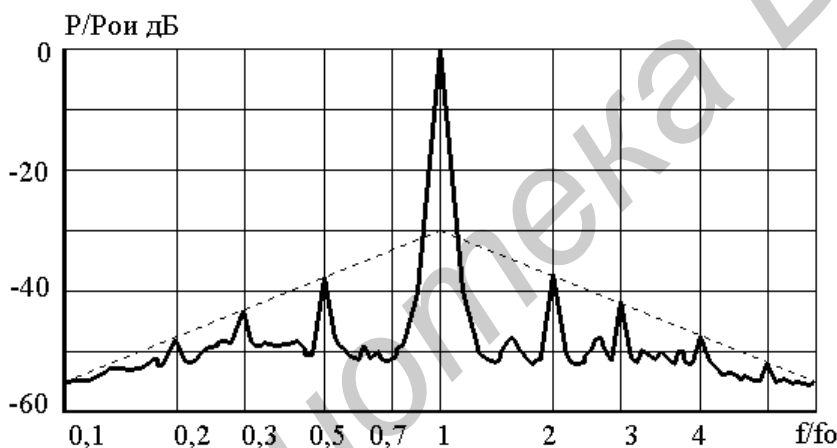


Рис. 33 Типичный вид спектра излучения передатчика.

Минимальная полоса частот данного класса радиоизлучения, достаточная для передачи сигнала с требуемыми скоростью и качеством называется необходимой полосой радиочастот. Полоса частот, в пределах которой излучается заданная часть средней мощности, называется занимаемой полосой частот.

На первом месте среди помех другим РЭС стоит основное излучение, спектр которого находится в пределах необходимой полосы частот. Все прочие излучения за пределами необходимой полосы частот называются нежелательными излучениями, которые в свою очередь подразделяются на внеполосные и побочные.

Внеполосные излучения - это нежелательные излучения в полосе частот примыкающей к необходимой полосе частот, являющиеся результатом модуляции сигнала.

Все радиоизлучения, возникшие в результате любых нелинейных процессов в РПДУ, называют побочными, к ним относятся:

- излучения на гармониках;
- излучения на субгармониках;
- интермодуляционные излучения;
- комбинационные излучения;
- паразитные излучения.

Излучение на гармониках это излучения на частотах в целое число раз превышающих основную частоту и возникающие вследствие работы выходных каскадов передатчика в нелинейном режиме, каковым в частности является режим с отсечкой, позволяющий повысить КПД передатчика.

Излучение на субгармониках - это излучение на частотах в целое число раз меньших основной частоты, характерное для передатчиков построенных по схеме с задающим генератором и набором умножителей частоты.

Причиной возникновения комбинационного излучения является нелинейность каскадов передатчика. Комбинационные излучения характерны для передатчиков, использующих сетку фиксированных частот при формировании и перестройке основной частоты.

Интермодуляционные излучения также обусловлены наличием нелинейности в выходных каскадах передатчика. Однако в отличие от вышеперечисленных этот вид побочных излучений может возникнуть только тогда, когда на передатчик воздействует помеховый сигнал. Взаимодействие сигнала, излучаемого передатчиком, и помехового сигнала на нелинейности выходного каскада и приводит к возникновению в спектре передатчика интермодуляционных колебаний.

Паразитные излучения - это побочные излучения, возникающие в передатчике в результате самовозбуждения из-за наличия паразитных связей между каскадами.

Регламентом радиосвязи установлены международные нормы на уровни побочных излучений радиопередающих устройств (табл.5) гражданского назначения [14].

Табл.5 Нормы на уровни побочных излучений

Полоса частот и средняя мощность радиопередатчиков	Нормируемые уровни побочных колебаний
9 кГц ... 235 МГц 25 Вт и менее более 25 Вт	-40 дБ, 25 мкВт -60 дБ, 1 мВт
235 ... 960 МГц 25 Вт и менее более 25 Вт	-40 дБ, 25 мкВт -60 дБ, 20 мВт
960 МГц ... 17,7 ГГц 10 Вт и менее более 10 Вт	100 мкВт -50 дБ, 100 мВт

Основной мерой снижения нежелательных излучений является фильтрация. Другими используемыми мерами являются: рациональный выбор частот, использование развязывающих и симметрирующих цепей, применение двухтактных схем на выходе передатчика, правильное использование выходных приборов (у магнетрона уровень второй гармоники на

30 - 40 дБ ниже основного излучения; у ЛБВ на 20-30 дБ; у широкополосных ЛБВ на 5-10 дБ).

Непосредственно на эффективности использования ЭМР отражается стабильность частоты РПДУ. Отклонения δf , обусловленные нестабильностью час-

тоты, случайны, поэтому чтобы гарантированно избежать наложений спектров радиоизлучений соседних каналов требуется для каждой РЭС отводить заведомо большую полосу частот. В таком случае для передачи спектра сигнала шириной ΔF_c потребуется ширина канала $\Delta F_k = \Delta F_c + 2\delta f$, в связи с этим постоянно ужесточаются требования к стабильности РПДУ.

Контрольные вопросы:

1. Что такое необходимая полоса радиочастот?
2. Каковы основные причины возникновения НРП в РПДУ?
3. Чем вызваны внеполосные радиоизлучения в РПДУ?
4. Чем вызваны побочные радиоизлучения в РПДУ?
5. Что такое субгармоники и каковы причины возникновения излучений на субгармониках?
6. Как влияет стабильность частоты РПДУ на эффективность использования ЭМР?
7. Перечислите основные способы уменьшения нежелательных излучений.

8. Радиоприемное устройство - основной рецептор НРП

8.1 Классификация и основные характеристики радиоприемных устройств

РПрУ предназначено для выделения полезного сигнала из совокупности излучений действующих на входе приемника и преобразования его в сообщение. Для выполнения своих функций РПрУ должно включать в себя три основных устройства: антенну, собственно РПрУ и оконечное устройство. В иерархической лестнице РПрУ занимает промежуточное положение между системой и устройством, поэтому его следует считать подсистемой объединяющей ряд устройств.

Требования к характеристикам и параметрам, которыми должно обладать радиоприемное устройство определяются требуемыми характеристиками системы в целом. Такие характеристики РТС как помехозащищенность, помехоустойчивость, ЭМС зависят от чувствительности и избирательности РПрУ. Важную роль на формирование ТТХ системы оказывают такие характеристики, как диапазон рабочих частот, надёжность, адаптивность, динамический диапазон.

С точки зрения ЭМС радиоприёмники классифицируются следующим образом [3]:

1. По основному назначению различают широковещательные и профессиональные РПрУ.
2. По виду модуляции (АМ, ЧМ, импульсных сигналов).
3. По диапазону радиоволн (м, дм, см, мм и т.д.).
4. По месту установки (подвижные, стационарные, бортовые и наземные).
5. По структурной схеме (прямого усиления, супергетеродинные, инфрадинные и т. д.)

6. По отношению к ЭМО (адаптивные и неадаптивные)

Важнейшей характеристикой РПрУ с точки зрения ЭМС является избирательность. Под избирательностью понимается способность РПрУ выделять полезный сигнал из сложных электромагнитных полей, созданных в точке распо-

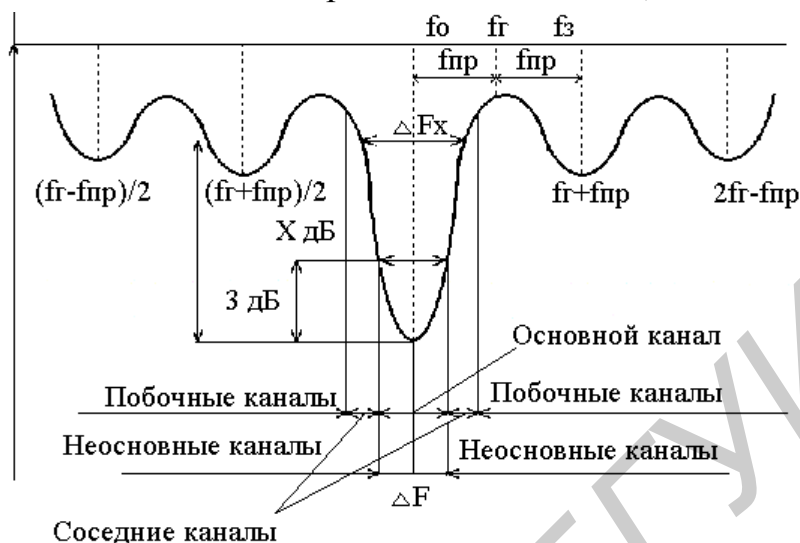


Рис. 34 Одночастотная характеристика избирательности

ложения РПрУ. Для обеспечения избирательности используют отличия полезного сигнала от помех. Наиболее широко используются отличия по частоте, направлению прихода волны, поляризации, времени прихода сигналов и т.д.

На рис. 34 представлена типовая характеристика частотной избирательности приемника, измеренная односигнальным методом. Она описывает избирательные свойства приемника в линейном или близком к линейному режимам работы. На ней можно выделить основной и неосновные каналы приема, которые делятся на соседние и побочные. Основным каналом приема называют полосу частот, находящуюся в полосе пропускания приемника, предназначенную для приема сигнала. На рис. 34 полоса частот основного канала обозначена ΔF . Обычно ее определяют на уровне 3 дБ по отношению к значению частотной характеристики на частоте настройки приемника.

Другим параметром основного канала является коэффициент прямоугольности частотной характеристики. Коэффициентом прямоугольности по уровню x дБ, называют отношение полосы частот на уровне x дБ, к полосе на уровне 3 дБ, т.е. $P_x = \Delta F_x / \Delta F$. Обычно $x = 30$ или 60 дБ. Приемник имеет хороший коэффициент прямоугольности, если $P_x = 3, \dots, 5$, и низкий, если $P_x > 8$.

Побочные каналы приема составляют полосы частот, находящиеся за пределами основного канала приема, в которых сигнал проходит на выход радиоприемника. К побочным каналам относят зеркальный, каналы комбинационных частот и субгармоник частоты настройки приемника; канал приема, средняя частота которого равна промежуточной частоте приемника, и т.п. Нормы ослабления по зеркальному каналу в современных приемниках высокого класса 70...80 дБ, нормы ослабления на промежуточной частоте 80...100 дБ

Основной канал приёма - полоса частот, находящаяся в полосе пропускания РП и предназначенная для приёма полезного сигнала.

Побочный канал приёма - полоса частот, находящаяся за пределами основного канала приёма РП, в которой сигнал проходит на выход РП.

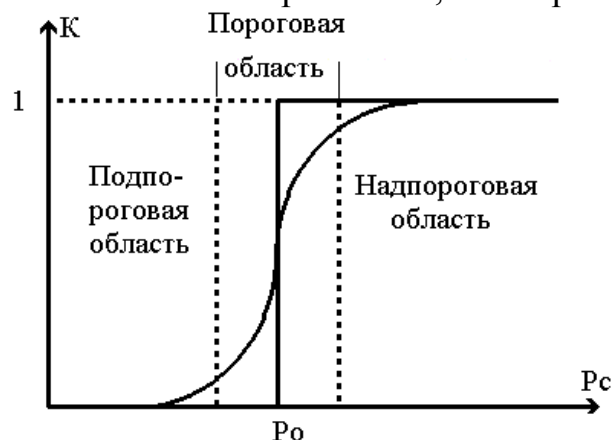


Рис. 35 Идеализированная пороговая характеристика приемника

Другой важной характеристикой РПрУ является чувствительность, которая количественно определяется минимальным уровнем входного сигнала, обеспечивающим нормальное функционирование оконечного устройства. Поэтому существенной составной частью модели РПрУ является пороговый эффект [2]. Доказано, что при приеме любого сигнала в помехах имеется область скачкообразного улучшения качества с ростом уровня

принимаемого сигнала.

На рис.35 изображена зависимость некоторого качества K принимаемого сигнала от его мощности. Порог P_0 - уровень мощность, соответствующий скачку качества от 0 до 1, - разделяет ось абсцисс на подпороговую и надпороговую области.

Существование порогового эффекта и его схемное закрепление в большинстве РПрУ, позволяет допускать в дальнейшем, что сигналы ниже порога не принимаются, принимаются сигналы на уровне порога и выше.

Это утверждение является составной частью модели ЭМО и РПрУ.

Все, что ниже порога механически не отбрасывается, а участвует в создании некоторого конечного уровня помех, который непосредственно влияет на уровень шума.

Пример 8.1 Найти зависимость вероятности D правильного обнаружения от уровня сигнала и убедиться в существовании порога приёма в РЛС обнаружения.

В соответствии с критерием Неймана-Пирсона оптимальный приёмник должен работать с порогом P_0 , при котором вероятность ложной тревоги задана.

$$F = \int_{P_0}^{\infty} w(P_{ш}) dP_{ш} .$$

Если считать, что напряжение шума имеет нормальное распределение, то для мощности $P_{ш}$ получим

$$w(P_{ш}) = \exp\left(-\frac{P_{ш}}{2P_{ш0}}\right) / \sqrt{2\pi P_{ш0}P_{ш}} ,$$

где $P_{ш0}$ - среднее значение мощности шума. Используя, данную формулу можно рассчитать вероятность ложной тревоги

$$F = 1 - \Phi(\sqrt{P_0/P_{\text{ш0}}}).$$

Под качеством приёма будем понимать вероятность правильного обнаружения сигнала D

$$D = \int_{P_0}^{\infty} w(P) dP.$$

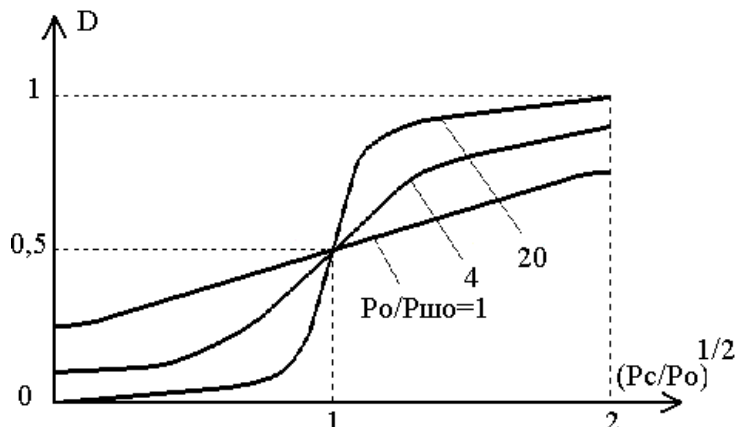


Рис. 36 Вероятность правильного обнаружения для различных соотношений порогового уровня и мощности шума

После вычислений $w(P)$ и D воспользовавшись обозначениями

$$\varepsilon = \sqrt{P_c/P_{\text{ш0}}}, \quad \nu = \sqrt{P_0/P_{\text{ш0}}},$$

получим

$$D = 1 - 0,5[\Phi(\nu(\varepsilon+1)) - \Phi(\nu(\varepsilon-1))].$$

На рис. 36 изображено семейство кривых $D(\varepsilon, \nu)$, из которого видно, что при $F_{\text{зад}} \leq 10^{-3}$ сигналы с $P_c/P_0 < 1$ практически не принимаются. С ростом P_c/P_0 кривая быстро приближается к единичной функции, при этом

скачок имеет место при $P_c = P_0$. Рассмотрев вопрос об избирательности и пороговом эффекте, определимся с моделью приёмника [2].

На рис. 37 приведена функциональная схема РПрУ, которая включает в себя: антенно-фидерное устройство (АФУ), входную цепь (ВЦ), усилитель высокой частоты (УВЧ), преобразователь частоты (ПЧ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), автоподстройку частоты (АПЧ), автоматическую регулировку усиления (АРУ), детектор (Д), цепи временной селекции (ЦВС), цепи се-

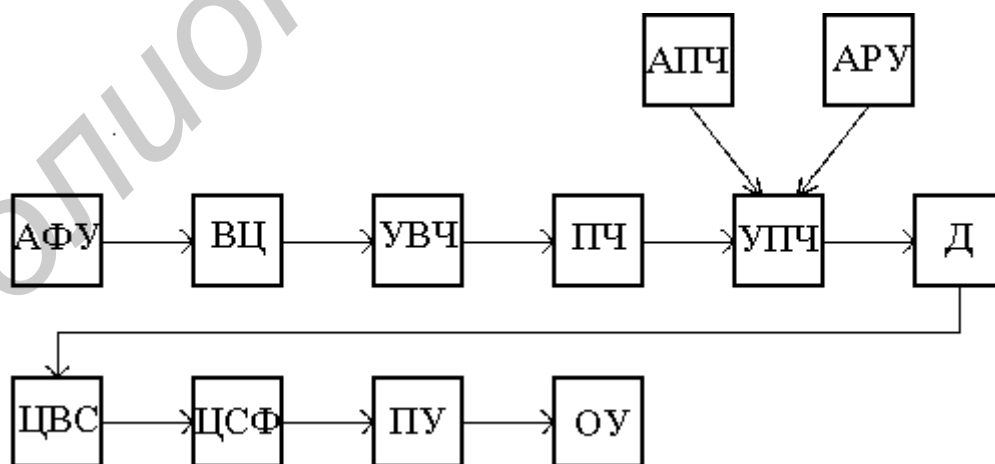


Рис. 37 Функциональная схема радиоприемного устройства.

лекции по форме (ЦСФ), пороговое устройство (ПУ), окончное устройство (ОУ).

Модель приёмника (рис. 38) представляет из себя последовательное включение линейных фильтров по различным параметрам: ФП - фильтр по пространству, ПФ - поляризационный фильтр, ЧФ₁ - частотный фильтр, характеристика избирательности, которого определяется частотной избирательностью антенны, входных цепей и усилителя высокой частоты, НЭ - нелинейный элемент, ЧФ₂ - частотный фильтр частотная характеристика, которого в основном определяется характеристикой ФОС, ВФ - временной фильтр, ФФ - фильтр по форме.

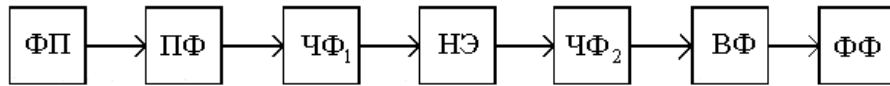


Рис. 38 Модель радиоприемного устройства

8.2 Динамический диапазон приёмника

В РП обычно различают две части линейную и нелинейную. К линейной относят все цепи до входа детектора. При этом линейность тракта оценивают по его реакции на полезный сигнал, если его амплитуда не слишком велика. Детектор и последующие цепи, как правило, меняют свои параметры в зависимости от уровня сигнала. Поэтому их относят к нелинейной части приёмника. Однако при изучении вопросов ЭМС такое разделение не является правомочным [2].

При воздействии помех большого уровня на входные каскады приёмника они начинают работать в нелинейном режиме, когда параметры цепей меняются с изменением интенсивности воздействующих сигналов. Возникает ряд нежелательных эффектов ухудшающих работу приёмника, одним из которых является интермодуляция.

Интермодуляция в РП - это возникновение помех на выходе РП при действии на его входе двух и более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приёма [7].

Другими словами интермодуляция приводит к образованию новых частотных составляющих отсутствующих в спектре исходного сигнала. При этом вновь образованные колебания могут оказывать мешающее действие, если их частоты совпадают с частотами основного или побочных каналов приёма.



Рис. 39 Механизм образования интермодуляционных помех в полосе пропускания приемника

По определению интермодуляции, частоты помеховых сигналов не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема, т.е. сами они на выход приемника пройти не могут, однако, продукты их взаимодействия на нелинейностях входных каскадов приемника могут иметь частоты, совпадающие с частотой ос-

нового или побочных каналов и беспрепятственно проходить на выход РП.

Частоты интермодуляционных составляющих можно определить по следующей формуле:

$$f_{им} = a_1 f_1 + a_2 f_2 + \dots + a_n f_n, \quad (10)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n - целые положительные и отрицательные числа.

Число $m = |a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|$ называют порядком интермодуляции.

Следует отметить, что амплитуды составляющих быстро падают с ростом порядка интермодуляции. Вероятность возникновения интермодуляционных помех уменьшается с ростом числа сигналов участвующих в образовании интермодуляционной компоненты. Механизм образования интермодуляционных помех показан на рис.39. Предположим, что на входе приемника настроенного на частоту $f_0=100$ МГц действует две помехи с частотами $f_1=110$ МГц и $f_2=120$ МГц, тогда при достаточном уровне помех на частоте $2f_1 - f_2 = 2 \cdot 110 - 120 = 100$ МГц может образоваться интермодуляционная помеха, частота которой совпадает с частотой настройки приемника.

Блокирование в РП - это изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе РП при действии на его входе радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма [7].

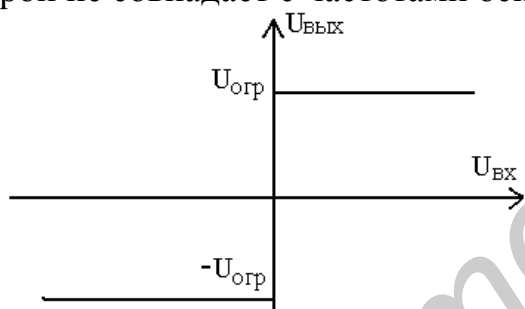


Рис. 40 Передаточная характеристика идеального ограничителя

Механизм проявления блокирования нагляднее всего демонстрируется на примере идеального ограничителя с характеристикой представленной на рис. 40

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{огр} & U_{вх} > 0 \\ -U_{огр} & U_{вх} < 0 \end{cases}$$

тогда коэффициент передачи будет равен

$$K = \frac{U_{огр}}{U_{f_0} + U_{f_n}}$$

а уровень сигнала на выходе на частоте f_0

$$U_{f_0_{вых}} = \frac{U_{f_0}}{U_{f_0} + U_{f_n}}$$

Как видно из представленных рассуждений уровень сигнала на выходе тем меньше, чем больше уровень помехи, действующей на входе нелинейного элемента. Таким образом, помеха непосредственно не проходящая на выход приемника уменьшает уровень полезного сигнала в результате взаимодействия на входном нелинейном элементе. Идеальный ограничитель является сугубо нелинейным элементом, поэтому он и выбран в качестве примера.

Как видно из определения для возникновения блокирования достаточно одной помехи, чтобы вызвать ухудшение работы приёмника. Причём, если для возникновения интермодуляционных помех необходимо выполнение частот-

ных условий, то для возникновения блокирования частота, не играет ни какой роли главное, чтобы мощная помеха попала на вход первых каскадов РП. Следовательно, при большом уровне помех вероятность возникновения блокирования будет выше, чем вероятность возникновения интермодуляции.

Перекрестными искажениями в РП называются изменения структуры спектра сигнала на выходе РП при действии на его входе сигнала и модулированной помехи, частота которой не совпадает с основным и побочными каналами приёма РП.

Так как по определению на входе приемника действует модулированная помеха, формула для $U_{f_0\text{вых}}$ принимает следующий вид:

$$U_{f_0\text{вых}}(t) = \frac{U_{f_0}}{U_{f_0} + U_{f_n}(t)}.$$

Другими словами закон модуляции помехового сигнала переносится на полезный сигнал.

Для усиления и преобразования сигналов в РПрУ используются такие приборы как клистроны, лампы бегущей и обратной волны, лампы бегущей волны магнетронного типа, которым присуща комплексная нелинейность, когда наряду с амплитудной нелинейностью имеется амплитудно-фазовая конверсия (АФК). При действии помех на входе устройств с комплексной нелинейностью полезный сигнал приобретает паразитную фазовую модуляцию.

Таким образом, нелинейные явления ограничивают допустимую мощность входных сигналов на уровне P_B , при котором отрицательные последствия нелинейных явлений ещё допустимы. Минимальный уровень сигналов на входе РП определяется пороговым эффектом, т.е. нелинейные явления ограничивают диапазон сигналов сверху, а шумы снизу.

Отношение верхнего значения мощности P_B к пороговому уровню P_0 называют динамическим диапазоном РПрУ,

$$D_{\text{пр}} = \frac{P_B}{P_0}.$$

Различают динамические диапазоны по блокированию и интермодуляции различных порядков, по основному и соседнему каналам.

8.3 Панорамный измеритель двухсигнальной избирательности

Характеристику двухсигнальной избирательности приемника можно измерить с помощью устройства представленного на рис. 41, в состав которого входят: два генератора сигналов $ГС_1$ и $ГС_2$, два генератора разверток $ГР_1$ и $ГР_2$, сумматор Σ , аттенюатор $Атт$, исследуемый РПрУ и электроно-лучевая трубка ЭЛТ.

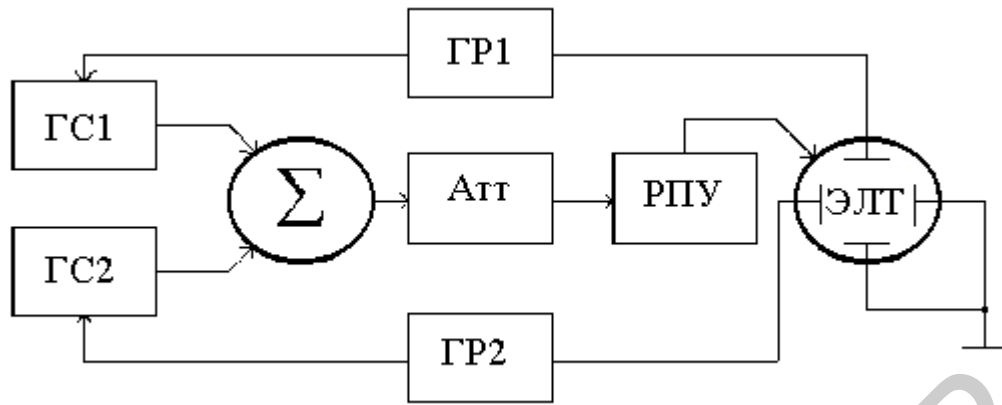


Рис. 41 Структурная схема панорамного измерителя двухчастотной избирательности

Частоты генераторов сигналов изменяются по пилообразным законам с существенно разными периодами ($T_2 = bT_1$; $b \gg 1$), формируемыми генераторами разверток (рис. 42). Таким образом, частота одного из них остается практически неизменной, в то время как частота второго изменяется во всем диапазоне исследуемых частот, т.е. аппаратным способом производится перебор всех возможных комбинаций частот. После суммирования и регулировке уровня с помощью Атт, сигналы подаются на вход исследуемого приемника, если в результате действия сигналов возникают интермодуляционные помехи частоты, которых совпадают с частотой основного либо побочных каналов приема, на выходе приемника появляется отклик. Выходной сигнал приемника подается на яркостный вход ЭТЛ, на отклоняющие пластины которой подаются сигналы с генераторов разверток.

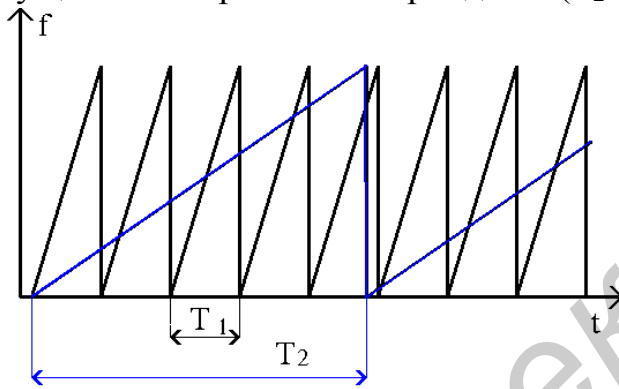


Рис. 42 Частотно-временные диаграммы перестройки генераторов сигнала ГС1 и ГС2

В результате действия сигналов возникают интермодуляционные помехи частоты, которых совпадают с частотой основного либо побочных каналов приема, на выходе приемника появляется отклик. Выходной сигнал приемника подается на яркостный вход ЭТЛ, на отклоняющие пластины которой подаются сигналы с генераторов разверток.

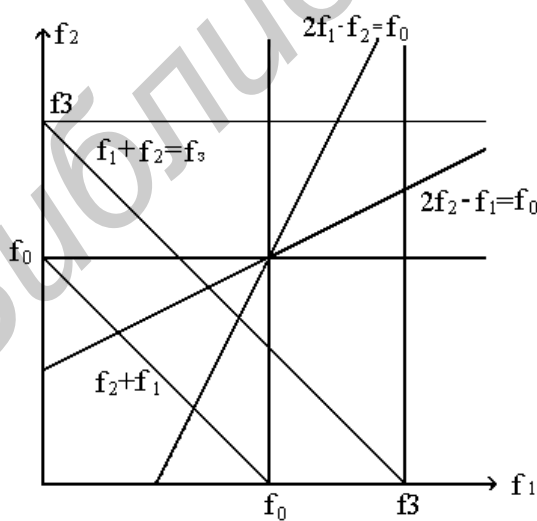


Рис. 43. Частотные соотношения помеховых сигналов, приводящие к возникновению интермодуляционных помех в основном канале

Идеализированное изображение экрана электронно-лучевой трубки может быть представлено в виде диаграммы показанной на рис. 43

Линиями параллельными осям координат отображаются основной и зеркальный каналы приема, эти участки экрана засвечиваются в те моменты времени, когда частоты генераторов сигналов равны либо основной частоте f_0 либо частоте зеркального канала f_3 .

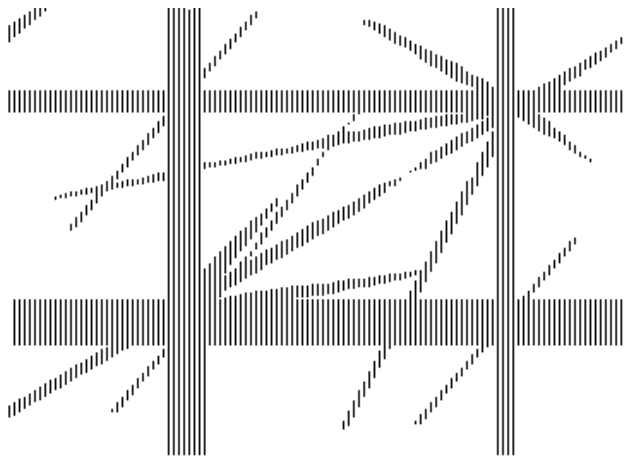


Рис. 44 Отображение откликов РПрУ, полученное с помощью графопостроителя.

позволяет, во-первых, снизить скорости перестройки частот до значений, при которых не возникает динамический эффект, во-вторых, производить документирование получаемых результатов (рис. 44).

При использовании данного метода необходимо учитывать возможность возникновения динамического эффекта и решать вопрос об обеспечении частоты сигнала от ГС, т.е. добиваться отсутствия в спектре высших гармоник.

Под динамическим эффектом понимают проявления переходных процессов в панорамном приёмнике.

На данной частотно-временной диаграмме скорость перестройки частоты $\gamma_1 < \gamma_2$. Пусть скорость γ_1 такова, что переходные процессы не наблюдаются, тогда сигнал $U_1(t)$ будет повторять по форме частотную характеристику приёмника.

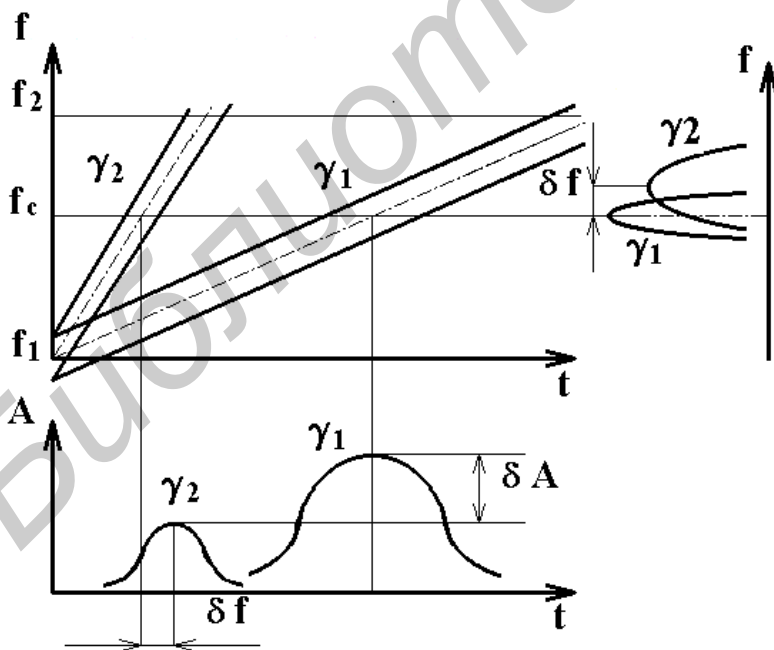


Рис. 45 Частотно-временные диаграммы поясняющие проявление динамического эффекта.

Наклонные линии характеризуют возникновение интермодуляционных частот прошедших на выход приемника, причем их наклон зависит от порядка интермодуляции, а длина от уровня подаваемых сигналов.

Аттенюатор является важнейшим измерительным инструментом, с помощью которого определяют восприимчивость к различным видам помех. В качестве индикатора может использоваться графопостроитель. Использование графопостроителя по-

зволяет, при сильном увеличении скорости такое повторение невозможно из-за переходных процессов. Для сигнала $U_2(t)$ наблюдается снижение амплитуды и "угон" максимума в сторону перестройки, отмечается относительное расширение изображения на экране ЭЛТ.

Для того, чтобы не проявлялся динамический эффект необходимо чтобы скорость перестройки частоты не превышала граничную $\gamma_{гр} = 0,3\Delta F^2$.

Минимальное время T_2 ($T_2 = bT_1$) для получения одиночного (без проявления динамического эффекта) изображения равно:

$$T_2 = b \frac{a_{\max} D_f}{\gamma_{ep}} = b \frac{a_{\max} D_f}{0,3\Delta F^2}$$

где D_f - диапазона исследуемых частот, ΔF - полосы пропускания испытываемого приемника, a_{\max} - максимальный из коэффициентов a_1, a_2, \dots, a_n формулы (10) определяющих порядок интермодуляции, до которого ведется анализ.

8.4 Методы борьбы с нелинейными явлениями

В данном разделе рассматриваются адаптационный и компенсационный методы борьбы с проявлением нелинейных явлений в РПрУ.

Адаптационный метод реализуется с помощью устройства представленного на рис. 46, где А - антенна, Ат - аттенюатор, ВЧ - высокочастотная часть, УПЧ - усилитель промежуточной частоты, Д - детектор, УУ - устройство управления, ВУ - вычислительное устройство. Устройство состоит из двух каналов с различными динамическими диапазонами, рабочего ($ВЧ_1, УПЧ_1$) и дополнительного ($ВЧ_2, УПЧ_2$).

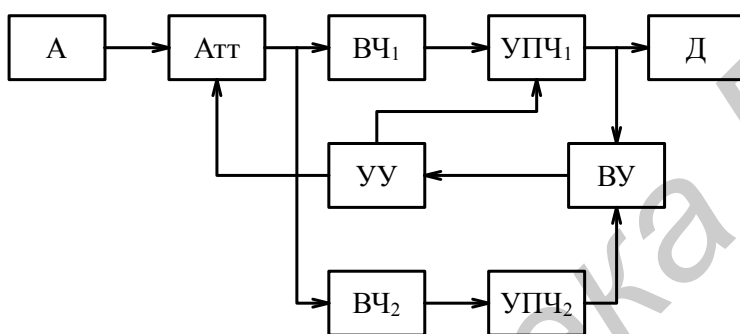


Рис. 46 Структурная схема устройства реализующего адаптивный метод уменьшения уровня интермодуляционных помех

Динамический диапазон дополнительного канала меньше, поэтому нелинейные эффекты в этом канале будут возникать при меньших уровнях помеховых сигналов, при этом уровень помеховых сигналов на выходе дополнительного канала всегда будет выше, чем на выходе рабочего. По разностному сигналу формируется сигнал управления для изменения ослабления аттенюатора и коэффициента усиления УПЧ рабочего канала таким образом, чтобы общий коэффициент передачи оставался неизменным.

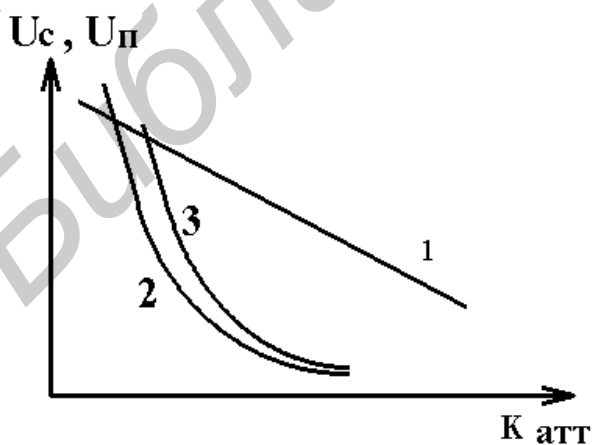


Рис. 47 Зависимость уровня полезного сигнала и интермодуляционных помех от коэффициента ослабления аттенюатора

При изменении коэффициента ослабления аттенюатора в два

Адаптационный метод базируется на том, что изменение уровня полезного и помеховых сигналов на входе РПрУ приводит к различным изменениям уровней полезного сигнала и возникающих интермодуляционных помех на его выходе. Например, при изменении коэффициента ослабления аттенюатора в два

раза полезный сигнал на входе УПЧ изменится также в два раза, интермодуляционная помеха второго порядка в четыре раза, интермодуляционная помеха третьего порядка в восемь раз и т.д. На рис. 47 показана зависимость уровня полезного сигнала (1) и интермодуляционных помех второго (2) и третьего (3) порядков от коэффициента ослабления аттенюатора.

Компенсационный метод. Устройство с помощью, которого реализуется компенсационный метод подавления интермодуляционных помех, представлено на рис. 48. В его состав входит усилитель высокой частоты (УВЧ), смеситель (См), два усилителя промежуточной частоты (УПЧ₁, УПЧ₂), вычитающее устройство (ВУ), детектор (Д), режекторный фильтр (РФ), нелинейный элемент (НЭ), аттенюатор (Атт). Данное устройство также состоит из двух каналов.

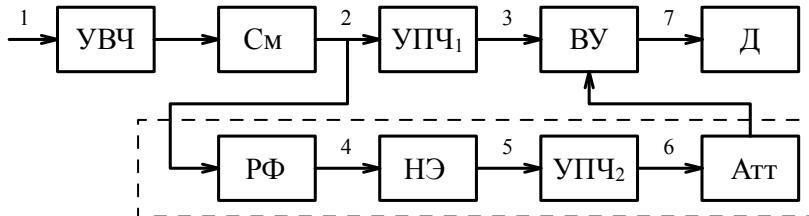


Рис. 48 Структурная схема устройства реализующего компенсационный метод уменьшения уровня интермодуляционных помех

Дополнительный канал на рисунке обведен пунктирной линией.

Диаграммы, поясняющие работу устройства, представлены на рис. 49

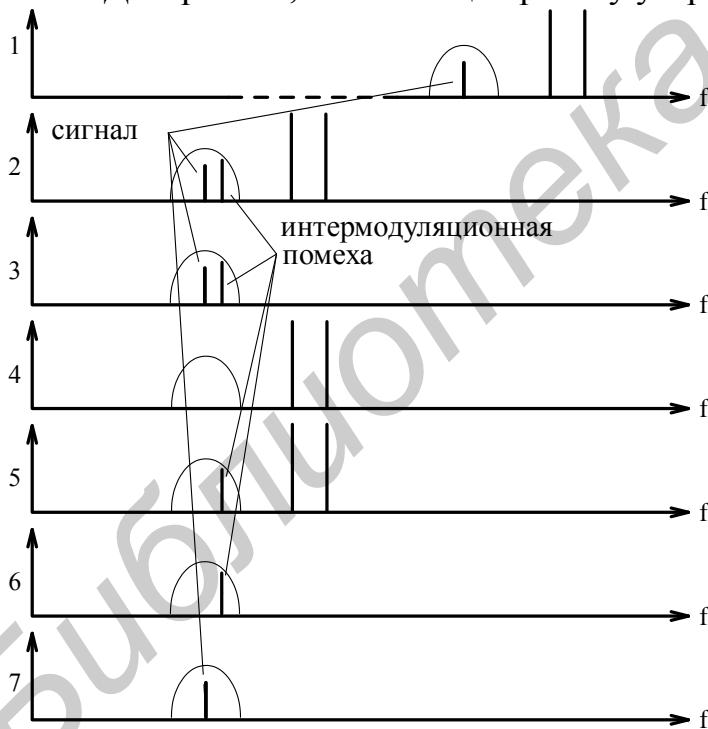


Рис. 49 Диаграммы поясняющие работу устройства компенсации интермодуляционных помех

На входе устройства действует полезный сигнал и две помехи, не попадающие в полосу пропускания основного канала приема (1). После взаимодействия помеховых сигналов на нелинейности входных каскадов в полосе основного канала появляется интермодуляционная помеха (2). Дополнительный канал предназначен для того, чтобы выделить интермодуляционную помеху. На входе дополнительного канала стоит режекторный фильтр, настроенный таким образом, что подавляет все сигналы находящиеся в основном канале приема, поэтому полезный сигнал и возникшая после прохождения УВЧ интермодуляционная помеха будут вырезаны из спектра и на выход фильтра пройдут помехи, являющиеся источниками возникновения интермодуляции (4). На выходе НЭ дополнительного канала вновь образуется интермодуляционная составляющая, попадающая в полосу пропускания УПЧ₂ (5). Таким образом, на выход рабочего канала проходит полезный сигнал и интермодуляционная помеха (3), а на выход дополнительного

только интермодуляционная помеха (6), которая вычитается с помощью вычитающего устройства (7).

Контрольные вопросы:

1. Что такое избирательность и какие виды селекции непреднамеренных помех может осуществлять радиоприемное устройство?
2. Что такое „пороговый" эффект в РПрУ?
3. Какие нежелательные нелинейные эффекты возникают в РПрУ под действием непреднамеренных помех?
4. Поясните механизм образования интермодуляционных помех в полосе пропускания приемника.
5. Что такое порядок интермодуляции?
6. Чем определяется значение динамического диапазона приемника?
7. Поясните принцип работы панорамного измерителя двухсигнальный избирательности РПрУ.
8. Что такое динамический эффект?
9. От чего зависит наименьшее время, необходимое для получения одного полного изображения каналов приема РПрУ методом двухсигнального контроля с панорамной индикацией?
10. Поясните суть компенсационного метода устранения интермодуляционных помех.

9. Энергетические соотношения при мешающем взаимодействии двух РТС

Модель мешающего взаимодействия по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны двух РТС (дуэльная ситуация) показана на рис. 50[1]. Каждая РТС состоит из передатчика РПДУ и приемника РПрУ, которые разнесены на расстояние R_1 и R_2 соответственно, при этом расстояния D_1 и D_2 от передатчика одной РТС до приемника другой оказывается существенно меньше, чем между передатчиком и приемником одной и той же РТС. Каждый передатчик (РПДУ₁ и РПДУ₂) характеризуется мощностью излучения $P_{изл1}$ и $P_{изл2}$, а их передающие антенны коэффициентом усиления $G_{пер1}$ и $G_{пер2}$ и уровнем бо-

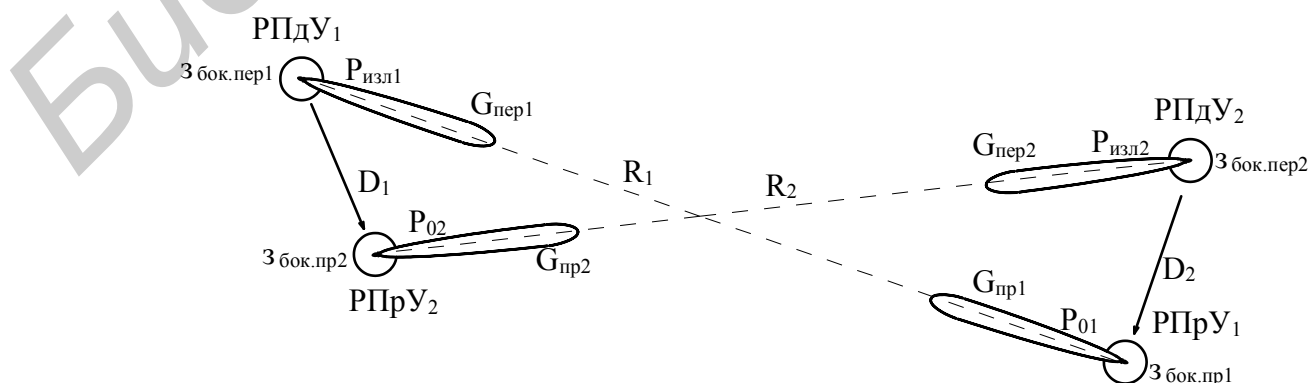


Рис. 50 Модель мешающего взаимодействия по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны двух РТС передачи информации

ковых лепестков $\eta_{\text{бок.пер1}}$ и $\eta_{\text{бок.пер2}}$. Приемные антенны имеют коэффициенты усиления $G_{\text{пр1}}$ и $G_{\text{пр2}}$ и уровни боковых лепестков $\eta_{\text{бок.пер1}}$ и $\eta_{\text{бок.пер2}}$, а пороговые мощности РПрУ₁ и РПрУ₂ равны соответственно P_{01} и P_{02} .

Зная общие характеристики систем и учитывая что взаимодействие происходит по боковым лепесткам можно определить уровень помехового сигнала создаваемого РПДУ₁ на входе РПрУ₂:

$$P_{\text{П2 вх}} = \frac{P_{\text{изл1}} G_{\text{пер1}} \eta_{\text{бок.пер1}} G_{\text{пр2}} \eta_{\text{бок.пр2}} \lambda^2}{(4\pi)^2 D_1^2},$$

где λ – длина волны излучаемой РПДУ₁. Если частота излучаемого сигнала РПДУ₁ совпадает с частотой настройки РПрУ₂, то отношение сигнал/помеха на входе и выходе РПрУ₂ будут равны

$$q_{\text{вых}} = P_{\text{с2 вых}}/P_{\text{п2 вых}} = P_{\text{с2 вх}}/P_{\text{п2 вх}},$$

где

$$P_{\text{с2 вх}} = \frac{P_{\text{изл2}} G_{\text{пер2}} G_{\text{пр2}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_2^2}.$$

В данном случае единственной мерой защиты от помех является пространственная селекция. Наличие частотной, временной и поляризационной избирательности можно учесть используя коэффициент заграждения $K_3 = K_{\text{ч}} \cdot K_{\text{в}} \cdot K_{\text{пол}}$, где $K_{\text{ч}}$, $K_{\text{в}}$, и $K_{\text{пол}}$ - коэффициенты ослабления помехового сигнала при прохождении на выход РПрУ₂ соответственно за счет частотной, временной и поляризационной селекции. Отношение сигнал/помеха на выходе РПрУ₂ по сравнению с предыдущим случаем возрастет в K_{31} раз $q_{\text{вых}} = P_{\text{с2 вых}}/P_{\text{п2 вых}} = K_{31} \cdot P_{\text{с2 вх}}/P_{\text{п2 вх}}$,

Проведя аналогичные рассуждения можно определить уровень помехового сигнала на входе и отношение сигнал/помеха на выходе РПрУ₁ при воздействии на него РПДУ₂.

$$P_{\text{П1 вх}} = \frac{P_{\text{изл2}} G_{\text{пер2}} \eta_{\text{бок.пер2}} G_{\text{пр1}} \eta_{\text{бок.пр1}} \lambda^2}{(4\pi)^2 D_2^2},$$

$$P_{\text{с1 вх}} = \frac{P_{\text{изл1}} G_{\text{пер1}} G_{\text{пр1}} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_1^2}.$$

Если известно допустимое отношение сигнал/помеха $q_{\text{дон2}}$ на выходе РПрУ₂, при котором РТС будет выполнять свои функции с заданным качеством, то можно определить максимальную дальность воздействия $D_{1\text{max}}$ НРП от РПДУ₂ принимаемых по боковым лепесткам РПрУ₂

$$q_{\text{дон2}} = \frac{P_{\text{с2 вых}}}{P_{\text{п2 вых}}} = \frac{K_{31} P_{\text{изл2}} G_{\text{пер2}} G_{\text{пр2}} D_{1\text{min}}^2}{P_{\text{изл1}} G_{\text{пер1}} \eta_{\text{бок.пер1}} G_{\text{пр2}} \eta_{\text{бок.пр2}} R_2^2},$$

тогда

$$D_{1\text{max}} = R_2 \sqrt{\frac{q_{\text{дон2}} P_{\text{изл1}} G_{\text{пер1}} \eta_{\text{бок.пер1}} G_{\text{пр2}} \eta_{\text{бок.пр2}}}{K_{31} P_{\text{изл2}} G_{\text{пер2}} G_{\text{пр2}}}}.$$

Если РПДУ₂ и РПрУ₂ расположены на максимальной дальности, то уровень полезного входного сигнала будет равен пороговой чувствительности P_{02}

$$P_{C2\text{ex}} = P_{02} = \frac{P_{\text{изл}2} G_{\text{пер}2} G_{\text{пр}2} \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{2\text{max}}^2},$$

при таком условии

$$D_{1\text{max}} = \sqrt{\frac{q_{\text{дон}2} P_{\text{изл}1} G_{\text{пер}1} \eta_{\text{бок.пер}1} G_{\text{пр}2} \eta_{\text{бок.пр}2} \lambda^2}{(4\pi)^2 K_{31} P_{02}}} \quad (11)$$

Для случая $G = \frac{G_0}{2}$, а $\eta_{\text{бок}} = \frac{1}{G_0}$ формула (11) значительно упростится

$$D_{1\text{max}} = R_{2\text{max}} \sqrt{\frac{q_{\text{дон}2} P_{\text{изл}1}}{4K_{31} P_{\text{изл}2} G_{\text{пер}2} G_{\text{пр}2}}} = \sqrt{\frac{q_{\text{дон}2} P_{\text{изл}1} \lambda^2}{4 \cdot (4\pi)^2 K_{31} P_{02}}}$$

Рассмотрим другой случай, когда главный лепесток диаграммы направленности антенны РПДУ₁ направлен в точку расположения РПрУ₂ (рис. 51).

Теперь помеховый сигнал от РПДУ₁ излученный по главному лепестку диаграммы направленности антенны принимается боковыми лепестками приемной антенны РПрУ₂ т.е.

$$P_{\text{П}2\text{ex}} = \frac{P_{\text{изл}1} G_{\text{пер}1} G_{\text{пр}2} \eta_{\text{бок.пр}2} \lambda^2}{(4\pi)^2 D_1^2}, \quad (12)$$

$$D_{1\text{max}} = R_{2\text{max}} \sqrt{\frac{q_{\text{дон}2} P_{\text{изл}1} G_{\text{пер}1}}{2K_{31} P_{\text{изл}2} G_{\text{пер}2} G_{\text{пр}2}}} = \sqrt{\frac{q_{\text{дон}2} P_{\text{изл}1} G_{\text{пер}1} \lambda^2}{2 \cdot (4\pi)^2 K_{31} P_{02}}}$$

таким образом уровень помехового сигнала возрастает в $\eta_{\text{бок.пер}1}$ раз, при этом для нормальной работы потребуется увеличить расстояние между мешающим передатчиком и приемником которому ставится помеха в $\sqrt{\eta_{\text{бок.пер}1}}$ раз.

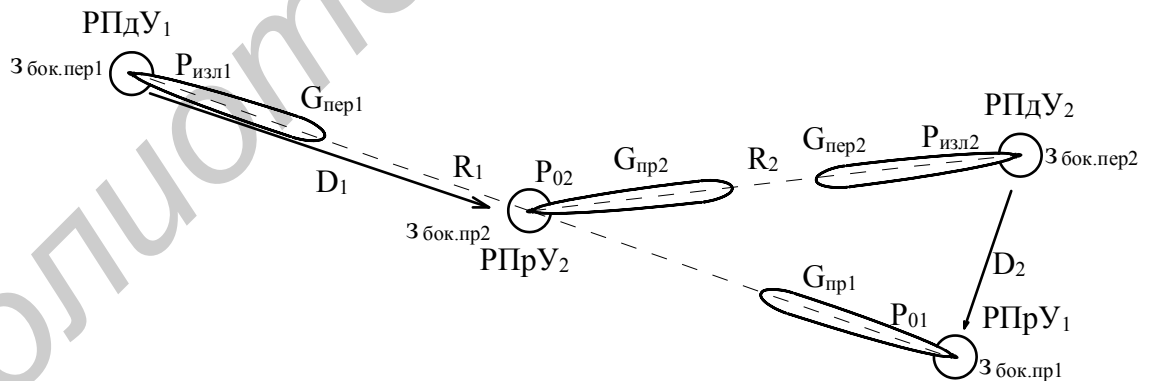


Рис. 51 Модель мешающего взаимодействия по главному и боковым лепесткам диаграммы направленности двух РТС передачи информации

Пример 9.1 Взаимное расположение двух однотипных элементарных систем связи РТС₁ и РТС₂ с дальностью действия 50 км в общем соответствует схеме, показанной на рис. 51. Рассчитать максимальную дальность воздействия НРП принимаемых по боковым лепесткам РПрУ₂, в сторону которого направлен главный лепесток РПДУ₁. Если известны чувствительности приемников $P_{01} = 5 \cdot 10^{-6}$ Вт, $P_{02} = 2 \cdot 10^{-6}$ Вт, $K_{32} = 60$, диаметры антенн $d_{\text{пр}1} = d_{\text{пр}2} = 1$ м, $d_{\text{пер}1} = d_{\text{пер}2} = 1,5$ м, $f_0 = 3$ ГГц, $q_{\text{дон}2} = 10$, уровень боковых лепестков принять равным $1/G_0$.

Решение:

1. Несущей частоте $f_0=3$ ГГц соответствует длина волны

$$\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^9} = 0,1 \text{ [м]}$$

2. Определим коэффициенты усиления приемной и передающей антенн РТС₁

$$G_{\text{пер1}} = \frac{G_0}{2} = \frac{4\pi S_{\text{геом.}}}{2\lambda^2} = \frac{4\pi \cdot \pi \cdot d_{\text{пер}}^2}{2\lambda^2 \cdot 4} = \frac{(3,14 \cdot 1,5)^2}{2 \cdot 10^{-2}} = 1110$$

$$G_{\text{пр1}} = \frac{G_0}{2} = \frac{4\pi S_{\text{геом.}}}{2\lambda^2} = \frac{4\pi \cdot \pi \cdot d_{\text{пр}}^2}{2\lambda^2 \cdot 4} = \frac{(3,14 \cdot 1)^2}{2 \cdot 10^{-2}} = 493$$

3. Зная дальность действия РТС₁ и чувствительность РПрУ₁ найдем мощность излучения РПДУ₁

$$P_{\text{изл1}} = \frac{(4\pi)^2 P_{01} R_{1\text{max}}^2}{G_{\text{пер1}} G_{\text{пр1}} \lambda^2} = \frac{(4 \cdot 3,14)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 5^2 \cdot 10^8}{1110 \cdot 493 \cdot 10^{-2}} = 360 \text{ [Вт]}$$

4. Рассчитаем максимальную дальность воздействия НРП на РПрУ₂

$$D_{1\text{max}} = \sqrt{\frac{q_{\text{дон2}} P_{\text{изл1}} G_{\text{пер1}} \lambda^2}{2 \cdot (4\pi)^2 K_{\text{с1}} P_{02}}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 360 \cdot 1110 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot (4 \cdot 3,14)^2 \cdot 60 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 1030 \text{ [м]}$$

Контрольные вопросы:

1. Основные модели мешающего взаимодействия двух элементарных РТС.
2. Как учитывается ослабление НРП при прохождении через поляризационный, временной, частотный и пространственный фильтры?
3. Чем определяется область взаимодействия двух РТС?

10. Электромагнитная обстановка

10.1. Статистическая модель электромагнитной обстановки

Под электромагнитной обстановкой (ЭМО) понимается совокупность излучений, образованных за счет совместной работы РЭС и других источников НРП в точке расположения приемного устройства рассматриваемой радиотехнической системы.

Следует отметить исключительное многообразие частотно-время-пространственных характеристик помех и многочисленность источников. Знание индивидуальных свойств каждого из них необходимо для оценки действия помех на радиосредства, расположенные в непосредственной близости от источника, и разработки эффективных мер защиты.

Для решения задач ЭМС необходимо составить модель ЭМО, позволяющую выявлять закономерности взаимного влияния совместно работающих РЭС.

В условиях массового воздействия помех только вероятностно-статистический аппарат может быть пригоден для решения данного класса вопросов [3].

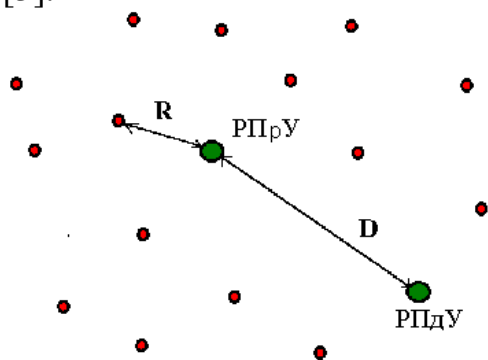


Рис. 52 Территориальная модель ЭМО

Понятно, что такой подход не дает возможности решать какие-то конкретные задачи, однако позволяет выявить общие направления их решения.

Естественно, что модель это лишь приблизительная копия, отражающая наиболее существенные особенности ЭМО. Для составления модели надо знать ряд факторов: относительное расположение источников мешающего излучения; энергетические характеристики мешающих сигналов; параметры помех определенные в интересующих нас диапазонах; число источников, создающих радиопомехи.

Такая модель необходима для возможности количественно оценить ухудшение тактико-технических характеристик исследуемой РТС. На рис.52 изображена модель территориального расположения РЭС.

Модель состоит из передатчика (РПДУ) и приемника (РПрУ), которые разнесены на расстояние D , близкое к максимальному для исследуемой РТС. Таким образом, приемное устройство принимает полезный сигнал на фоне N излучений от других РЭС, которые в данном случае являются мешающими. Приёмник должен выделить полезный сигнал из всей совокупности излучений. Основой для такого выделения служит отличие параметров сигнала от параметров помех.

Целесообразно все параметры сигналов разделить на энергетические и неэнергетические. К неэнергетическим параметрам относятся: несущая частота, направление прихода по азимуту и углу места, временные характеристики, поляризация. Энергетическими параметрами считают энергию сигнала, плотность потока мощности, напряженность поля, мощность, силу тока, напряжение и т.д.

Любой радиосигнал можно представить набором параметров x_1, x_2, \dots, x_n , каждый из которых принимает значения в соответствующих диапазонах $D_{x_1}, D_{x_2}, \dots, D_{x_n}$. Таким образом, каждый сигнал можно представить в виде точки внутри некоторого n -мерного прямоугольного параллелепипеда (рис. 53) со сторонами $D_{x_1}, D_{x_2}, \dots, D_{x_n}$, координаты которой будут определяться параметрами x_1, x_2, \dots, x_n . Если в зоне досягаемости исследуемого приёмника действует N источников излучения, то внутри такого параллелепипеда будет N точек.

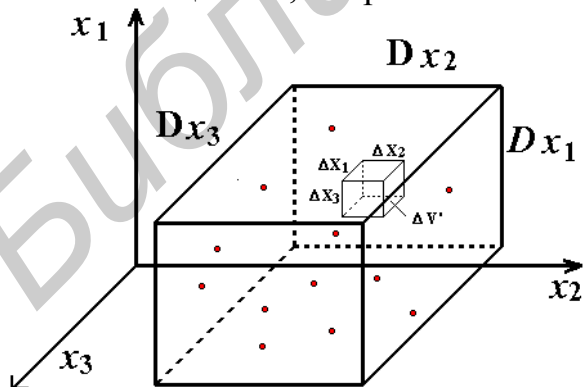


Рис. 53 Распределение случайных точек внутри n -мерного параллелепипеда.

Если в зоне досягаемости исследуемого приёмника действует N источников излучения, то внутри такого параллелепипеда будет N точек.

Координаты каждой точки будут случайны, а плотность заполнения неравномерна и описываться n - мерной плотностью распределения $w_n(x_1, x_2, \dots, x_n)$ параметров x_1, x_2, \dots, x_n .

Для большинства практических случаев параметры x_1, x_2, \dots, x_n независимы друг от друга, что объясняется двумя основными факторами:

- неэнергетические параметры независимы по своей физической природе и методу формирования;

- диапазоны изменения параметров считаются узкими, т.е. $D_x \ll x$, а для независимых параметров n -мерную плотность распределения параметров можно представить как произведение одномерных плотностей по отдельным параметрам $w_n(x_1, x_2, \dots, x_n) = w(x_1) w(x_2) \dots w(x_n)$.

В рассматриваемом n - мерном параллелепипеде, общий объём которого

$$V = D_{x1} D_{x2} \dots D_{xn} = \prod_{i=1}^n D_{xi},$$

можно выделить относительно малый объём $\Delta V' \ll V$, охватывающий точку $(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)$, с ребрами параллельными осям координат. По каждой из осей этот объём будет занимать отрезок $\Delta X'_i$, а сам объём

$$\Delta V' = \Delta X'_1 \Delta X'_2 \dots \Delta X'_n = \prod_{i=1}^n \Delta X'_i$$

можно представить как обобщенную полосу пропускания n - мерного фильтра состоящего из n фильтров по отдельным параметрам с полосой пропускания $\Delta X'_i$. Будем считать, что все фильтры идеальные, т.е. имеют прямоугольную характеристику избирательности. Таким образом, в обобщенном объёме V , заполненным системой случайных точек с распределением $w_n(x_1, x_2, \dots, x_n)$, с помощью n - мерного фильтра выделена обобщенная полоса прозрачности.

Рассмотрим два примера [3].

Пример 10.1 Пусть известно распределение $w(x)$ параметра помех и число N источников излучения, для которых составлено данное распределение. Нужно найти среднее число N_{cp} , приходящиеся на полосу параметра $\Delta X'$, если $\Delta X' \ll D_x$, а также определить какой должна быть полоса $\Delta X_{гр}$, чтобы число N_{cp} не превысило некоторого граничного числа $N_{гр}$.

Если $w(x)$ в полосе $\Delta X'$ гладкая кривая, то $N_{cp} = N w(x') \Delta X'$, $\Delta X_{гр} \leq N_{гр} / N w(x')$.

Пример 10.2 Известно многомерное распределение $w_n(x_1, x_2, \dots, x_n)$ характеризующее распределение координат N точек в n - мерном параллелепипеде, отобразившие параметры мешающих сигналов.

Имеется РПрУ являющийся идеальным фильтром по этим n параметрам, обобщенная полоса n - мерного фильтра

$$\Delta V' = \Delta X'_1 \Delta X'_2 \dots \Delta X'_n.$$

Требуется найти N_{cp} , способных проникнуть через фильтр и $\Delta V_{гр}$.

$$N_{cp} = N \Delta V' w_n(x_1, x_2, \dots, x_n) = N \prod_{i=1}^n \Delta X_i' w(x_i')$$

$$\Delta V_{тр} = \frac{N_{cp}}{N \prod_{i=1}^n \Delta X_i w(x_i)}$$

В приведённых примерах ставится две задачи: задача анализа и задача синтеза.

Для обобщённой полосы пропускания можно применить распределение Пуассона:

$$g_k = \frac{1}{k!} e^{-z} z^k, \quad (13)$$

где z - среднее число сигналов в объёме $\Delta V'$. Для рассмотренного случая $z = N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)$.

Распишем данную формулу

$$g_k = \frac{1}{k!} \exp(-N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)) \times (N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n))^k =$$

$$= \frac{1}{k!} \exp(-N \prod_{i=1}^n \Delta X_i' w(x_i')) (N \prod_{i=1}^n \Delta X_i' w(x_i'))^k.$$

С помощью данного выражения можно найти ряд важных вероятностей:

- вероятность того, что в объёме $\Delta V'$ не будет ни одного излучения

$$g_0 = \exp(-N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n));$$

- вероятность того, что в объёме $\Delta V'$ будет только одно излучение

$$g_1 = \exp(-N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)) (N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n));$$

- вероятности того, что в объёме $\Delta V'$ будет не более одного излучения

$$g_{\leq 1} = \exp(-N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n)) (1 + N \Delta V' w_n(x'_1, x'_2, \dots, x'_n))$$

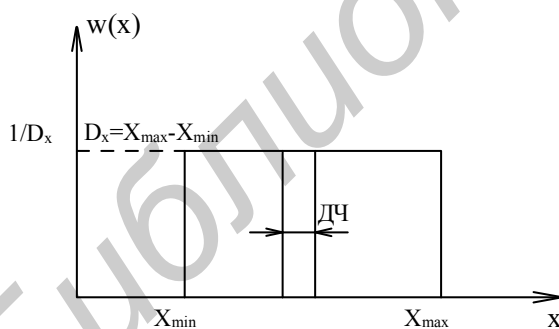


Рис. 54 Равномерный закон распределения случайной величины x

Как правило, распределение неэнергетических параметров внутри их диапазонов изменения можно описать равномерным законом при этом вероятность попадания случайной величины в полосу $B(\Delta X) = \Delta X / D_x$

10.2. Распределение энергетических параметров НРП

Описание плотности распределения неэнергетических параметров нельзя свести только к равномерному закону, это может быть частным случаем, причем довольно редким. Ограничим рассмотрение этого вопроса ситуацией, когда помеха РПрУ наводится одним источником со случайным местоположением.

Для плотности потока мощности в точке приёма известно выражение

$$\Pi = \frac{P_{\text{изл}} \cdot G_{\text{изл}} \cdot y(\varphi, \varepsilon)}{4\pi R^2},$$

где $P_{\text{изл}}$ - мощность излучения, $G_{\text{изл}}$ - КНД излучающей антенны, $y(\varphi, \varepsilon)$ нормированная, снятая по мощности ДН передающей антенны.

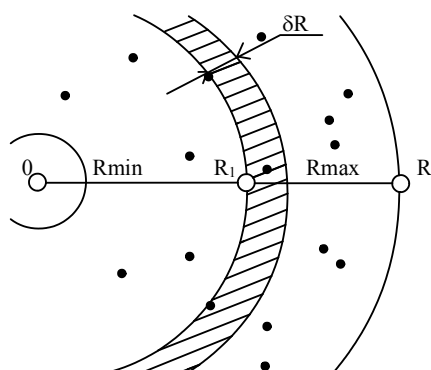


Рис. 55 Равномерное по площади расположение источников излучения

Перепишем данную формулу в следующем виде $\Pi = AP_0/R^2$, где $P_0 = P_{\text{изл}} G_{\text{изл}} y(\varphi, \varepsilon)$ - эквивалентная мощность излучения источника, $A = 1/4\pi$. Более кратко запишем $\Pi = xy$, где $x = AP_0$, $y = 1/R^2$.

Для нахождения распределения $w(\Pi)$ надо знать распределения $w(x)$ и $w(y)$. Рассмотрим два упрощенных случая [2].

Случай 1. Предположим, что все источники излучений имеют одинаковую эквивалентную мощность ($P_0 = \text{const}$) и распределены равномерно в плоском кольце, ограниченном радиусами R_{max} и R_{min} . Найдем для данного случая распределение $w(R)$. Площадь кольца $\delta S = 2\pi R_1 \delta R$. Среднее число источников на этой площади $\Delta N = 2\pi \rho R_1 \delta R$, где ρ - плотность источников излучения. Если весь интервал $D_R = R_{\text{max}} - R_{\text{min}}$ разбить на равные части, число которых $h = D_R / (\delta R)$, то плотность вероятностей найдем как предел $w(R) = \lim_{\delta R \rightarrow 0} (\Delta N / (\delta R)) = \beta \cdot R$, где β - нормирующий множитель, который определяется из условия нормировки справедливого для любого закона распределения $\int_{-\infty}^{\infty} w(x) dx = 1$.

После нормировки получим

$$w(R) = 2R / (R_{\text{max}}^2 - R_{\text{min}}^2) \quad (R_{\text{min}} \leq R \leq R_{\text{max}}).$$

Зная $w(R)$, нетрудно рассчитать $w(\Pi)$ по формуле известной из теории вероятностей.

$$w(\Pi) = \beta_1 \cdot w(R) \left| \frac{d\Pi}{dR} \right|.$$

Определив производную $d\Pi/dR = \beta_2/R^2$ (β_1, β_2 постоянные коэффициенты) и проведя соответствующие подстановки и преобразования, получим:

$$w(\Pi) = \frac{\Pi \max \Pi \min}{\Pi \max - \Pi \min} \frac{1}{\Pi^2} \quad \Pi \min \leq \Pi \leq \Pi \max$$

как правило $\Pi \min \ll \Pi \max$, тогда

$$w(\Pi) = \frac{\Pi \min}{\Pi^2} \quad \Pi \min \leq \Pi \leq \Pi \max$$

Нас в основном будет интересовать распределение мощности

$$w(P) = \frac{P \max P \min}{P \max - P \min} \frac{1}{P^2} \quad P \min \leq P \leq P \max .$$

Случай 2. Предположим, что все источники излучения находятся на одинаковой дальности, тогда плотность распределения дальностей будет описы-

ваться дельта-функцией $w(R)=\delta(R_{cp})$ ($R_{min} \leq R \leq R_{max}$). Таким образом $w(\Pi)$ будет зависеть от распределения $w(P_3)$. Эквивалентная мощность относится к величинам с большим динамическим диапазоном, для которых часто постулируют равномерно-логарифмическое распределение или распределение Шеннона:

$$w(\Pi) = \frac{1}{\Pi \ln(\Pi_{max} / \Pi_{min})} \quad \Pi_{min} \leq \Pi \leq \Pi_{max}$$

Для мощности сигнала запишем

$$w(P) = \frac{1}{P \ln(P_{max} / P_{min})} \quad P_{min} \leq P \leq P_{max}$$

В общем случае, применяя формулу $\Pi=xy$, при известных $w(x)$ и $w(y)$ можно воспользоваться известным выражением

$$w(\Pi) = \int_0^{\infty} w(x)w(\Pi/x) \frac{dx}{|x|}$$

Мы рассмотрели два случая распределения мощности сигналов $w(P)$ в зависимости от распределения дальностей $w(R)$ и в обоих случаях получили, что распределение мощности описывается гиперболическим законом только с разными показателями степени. Таким образом, показатель степени гиперболического закона характеризует территориальное расположение источников НРП. В общем виде гиперболический закон распределения для мощностей записывается следующим образом:

$$w(P) = \beta / P^m \quad P_{min} \leq P \leq P_{max} \quad (14)$$

где β - нормировочный коэффициент,

$$\beta = \begin{cases} \frac{(m-1)P_{max}^{m-1}P_{min}^{m-1}}{P_{max}^{m-1} - P_{min}^{m-1}} & (m \neq 1) \\ \frac{1}{\ln(P_{max} / P_{min})} & (m = 1) \end{cases}$$

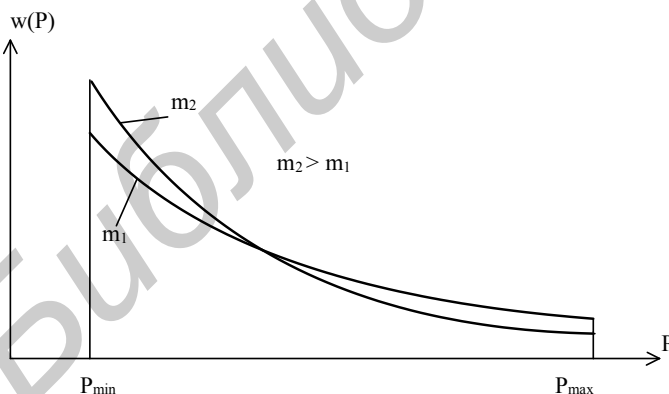


Рис. 56 Гиперболический закон распределения при различных значениях m

Гиперболический закон является трехпараметрическим, его параметрами являются P_{max} , P_{min} и степень m .

Понятно, что кроме гиперболического закона распределения могут применяться и другие. Все зависит от конкретной ситуации.

10.3. Динамический диапазон радиосигналов

Под *динамическим диапазоном* радиосигналов понимают интервал интенсивностей радиосигналов, действующих в данной ЭМО. Для входа приёмника

ДД можно определить как разность мощностей $D_p = P_{\max} - P_0$. Так как мы используем пороговую модель приёмника, то нижний предел выбирается на уровне чувствительности и равен пороговой мощности приёма. Верхнее значение ДД определяется минимальным расстоянием R_{\min} до источников излучения, КНД передающих антенн и мощностью излучения.

Как правило, динамические диапазоны относительно велики, поэтому вместо разницы удобнее использовать отношение, выраженное в децибелах (100, 120, 180 дБ).

В реальности сигналы большого уровня встречаются гораздо реже, чем сигналы малого уровня. Возникает естественный вопрос можно ли ограничить верхнюю границу ДД сигналов в связи с малой вероятностью появления "сильных" сигналов.

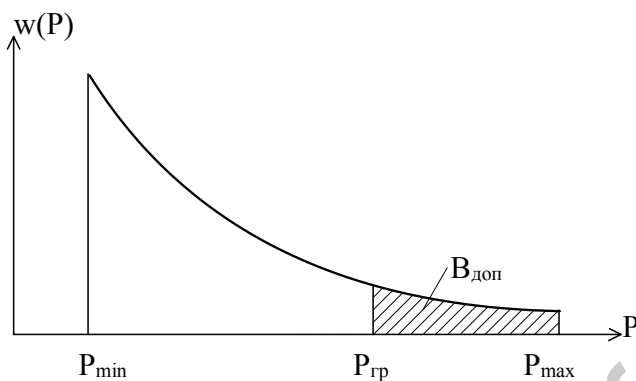


Рис. 57 Допустимая вероятность сильных сигналов

Воспользуемся *принципом практической уверенности*, суть которого заключается в следующем: если в определённых условиях вероятность события очень мала, то при однократном их выполнении можно быть уверенным в том, что это событие не произойдет, и практической деятельности поступать так, как будто оно является невозможным.

Вероятность, которой в каждом конкретном случае можно пренебречь называется уровнем значимости, как правило, её величина меньше 0,05.

Зная плотность распределения мощностей $w(P)$, можно найти ДД мощностей в предположении, что маловероятными значениями вблизи P_{\max} можно пренебречь. Вероятность сильных сигналов, которая и будет определять верхнюю границу диапазона $P_{гр}$ находится по формуле

$$B_{доп} = \int_{P_{гр}}^{P_{\max}} w(P) dP.$$

Если исходный динамический диапазон сигналов имеет величину P_{\max}/P_0 то, пренебрегая действием сильных сигналов ввиду их малой вероятности, получим новое значение ДД $P_{гр}/P_0$, которое называется *вероятным динамическим диапазоном радиосигналов*. Степень сжатия характеризуется коэффициентом сжатия ϵ , который равен отношению первоначального ДД к его вероятному значению $\epsilon = P_{\max}/P_{гр}$.

Пример 10.3 Рассчитать степень сжатия динамического диапазона мощностей на входе приёмника для распределения $w(P) = P_{\min}/P^2$ ($P_{\min} \leq P \leq P_{\max}$), если $B_{доп} = 10^{-4}$, а исходный диапазон $P_{\max}/P_0 = 10^{12}$.

$$B_{доп} = P_0 \int_{P_{гр}}^{P_{\max}} \frac{dP}{P^2}.$$

В результате вычислений получим

$$V_{доп} = \frac{P_0}{P_{гр}} - \frac{P_0}{P_{max}}$$

Если принять $P_{max} \gg P_{гр}$, то $V_{доп} \approx P_0/P_{гр}$; далее $P_{гр}/P_0 = 1/V_{доп}$. Коэффициент сжатия представим в виде $\varepsilon = (P_{max}/P_0)/(P_{гр}/P_0)$, тогда подставив численные значения, получим $\varepsilon = 10^8$.

Контрольные вопросы:

1. Что такое электромагнитная обстановка?
2. Перечислите и охарактеризуйте основные элементы вероятностных моделей, используемых для описания ЭМО.
3. Что является основой упрощения вероятностной модели ЭМО?
4. Что такое обобщенная полоса пропускания n- мерного фильтра?
5. Какими законами можно описать распределение энергетических и не-энергетических параметров сигналов?
6. В чем суть принципа практической уверенности?
7. Чем отличаются понятия "динамический диапазон" и "вероятный динамический диапазон" сигналов на входе приемника?
8. Как вид гиперболического распределения мощности зависит от территориального расположения источников помех?

11. Элементы статистической теории селекции радиосигналов

11.1. Реакция одиночного фильтра на массовое воздействие мешающих сигналов

Рассмотрим одиночный фильтр, осуществляющий селекцию сигналов по одному произвольному параметру x (частота, поляризация, азимут, угол места). Для решения поставленной задачи необходимо знать следующее: число N сигналов действующих на входе фильтра, диапазон Dx изменения параметра x , плотности вероятности $w(P)$ и $w(x)$.

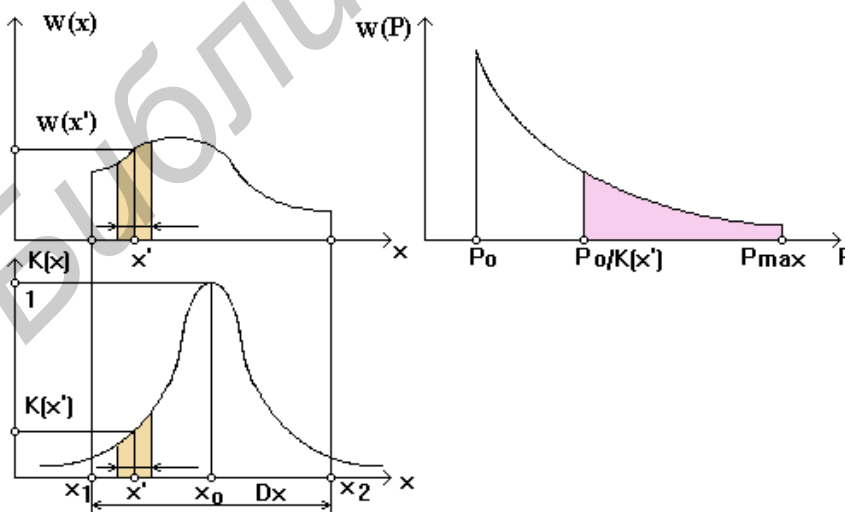


Рис. 58 Пороговая модель фильтра

Модель фильтра представляется значением порога P_0 и характеристикой избирательности (нормированная зависимость коэффициента передачи фильтра по мощности от параметра x), так как порог равен P_0 , то на входе фильтра

рассматриваются только те сигналы, у которых $P \geq P_0$.

Имея такую модель (рис. 58) можно определить число сигналов $N_{\text{вых}}$ на выходе фильтра, плотность вероятностей параметра x , суммарную мощность сигналов на выходе фильтра и другие показатели, характеризующие линейный фильтр при массовом воздействии мешающих сигналов.

Среднее число мешающих радиосигналов на выходе фильтра. Будем считать, что в диапазоне D_x действует N сигналов от независимых источников. Диапазон $D_x = x_2 - x_1$, где x_2 и x_1 значения параметра x соответствующие минимальному коэффициенту передачи фильтра ($K_{\min} = P_0/P_{\max}$). Если коэффициент передачи фильтра меньше, чем K_{\min} сигналы на выход фильтра не пройдут, даже имея максимальную мощность.

Выделим в окрестности точки x' некоторую полоску шириной dx , тогда среднее число сигналов $dN_{\text{ср}}$ приходящихся на эту полоску равно $dN_{\text{ср}} = Nw(x')dx$. Однако, для того, чтобы сигнал прошел на выход фильтра, его мощность должна быть больше, чем $P_0/K(x')$, так как в окрестности точки x' фильтр вносит ослабление в $K(x')$ раз. Вероятность $\mathcal{P}(P \geq P_0/K(x'))$ того, что мощность сигнала P будет больше или равна $P_0/K(x')$ можно определить с помощью интеграла

$$\mathcal{P}(P \geq P_0/K(x')) = \int_{P_0/K(x')}^{P_{\max}} w(P) dP,$$

который характеризует вероятность того, что значения случайной величины P , закон распределения которой описывается функцией $w(x)$, будут находиться в интервале от $P_0/K(x')$ до P_{\max} .

Тогда среднее число сигналов проходящих на выход фильтра в полосе dx равна произведению среднего числа сигналов приходящихся на полосу dx на вероятность того, что мощности сигналов в этой полосе будут превышать уровень $P_0/K(x')$

$$dN_{\text{вых}} = Nw(x')dx \int_{P_0/K(x')}^{P_{\max}} w(P) dP.$$

Суммируя по всему диапазону D_x , получим среднее число сигналов на выходе фильтра

$$N_{\text{вых}} = N \int_{(D_x)} w(x) \int_{P_0/K(x)}^{P_{\max}} w(P) dP dx.$$

В данном случае найдено выражение для определения общего числа сигналов проходящих на выход фильтра, которое является суммой числа сигналов $N_{\text{п}}$ прошедших на выход фильтра в полосе ΔX и числа сигналов $N_{\text{в}}$ вне полосы $(D_x - \Delta X)$.

$$N_{\text{п}} = N \int_{(\Delta X)} w(x) \int_{P_0/K(x)}^{P_{\max}} w(P) dP dx;$$

$$N_{\text{в}} = N \int_{(D_x - \Delta X)} w(x) \int_{P_0/K(x)}^{P_{\max}} w(P) dP dx.$$

Зная N_{Π} и $N_{\text{В}}$, можно определить *числовой коэффициент внеполосного приема* $\eta_{\text{ч}}$, близкий по смыслу к коэффициенту прямоугольности. $\eta_{\text{ч}}=N_{\text{В}}/N_{\Pi}$.

Пример 11.1 Рассчитать коэффициент $\eta_{\text{ч}}$ для одиночного колебательного контура типа RLC. Исходные данные: $w(f)=1/D_f$ ($f \in D_f$), $w(P)=P_0/P^2$ ($P_0 \leq P \leq P_{\text{max}}$), $P_0 \ll P_{\text{max}}$,

$$K(f) = 1 / \left(1 + \frac{4(f - f_0)^2}{\Delta F^2} \right) \quad (f \in D_f).$$

Определим диапазон частот $Df=f_{\text{max}}-f_{\text{min}}$, исходя из условия $K(f) \geq K_{\text{min}}$. Частоты f_{max} и f_{min} можно найти, решив уравнение

$$\int_{P_0/K(f)}^{P_{\text{max}}} w(P) dP = 0.$$

В результате получим

$$f_1 = f_0 - \frac{\Delta F}{2} \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}},$$

$$f_2 = f_0 + \frac{\Delta F}{2} \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}},$$

$$D_f = f_2 - f_1 = \Delta F \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}.$$

Тогда среднее число сигналов на выходе фильтра

$$N_{\text{вых}} = N \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}},$$

соответственно

$$Nn = N \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}, \quad N\theta = N \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}, \quad \text{а } \eta_{\text{ч}} = \frac{N_{\text{В}}}{N_{\Pi}} = 1.$$

Таким образом, для одноконтурного фильтра среднее число сигналов проходящих на выход фильтра в полосе пропускания равно среднему числу сигналов проходящих на его выход вне полосы, при рассматриваемом законе распределения мощности сигналов.

Пример 11.2 Изменим условия примера 11.1, пусть $w(P)=\delta(P_{\text{max}})$.

После вычислений получим

$$N_{\text{вых}} = N; \quad Nn = N \sqrt{\frac{P_0}{P_{\text{max}}}}, \quad N\theta \cong N, \quad \text{а } \eta_{\text{ч}} = \frac{N_{\text{В}}}{N_{\Pi}} = \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}.$$

Из последнего примера видно, что при выбранном распределении мощности сигналов, фильтрация по числу практически отсутствует, т.к. имея максимальную мощность, все сигналы проходят на выход.

Эквивалентная по числу проникающих сигналов полоса пропускания фильтра. Под такой полосой будем понимать ширину прямоугольной характеристики избирательности идеального фильтра, через который пройдет в среднем такое же число мешающих сигналов, как через данный фильтр.

Среднее число сигналов, проходящих через идеальный фильтр при условии, что $w(x)$ гладкая кривая, а $\Delta X_{\text{ч}} \ll D_x$, можно рассчитать по формуле: $N_{\text{ВЫХ}} = Nw(x') \Delta X_{\text{ч}}$.

Приравнявая среднее число сигналов прошедших на выход идеального и реального фильтров, получим выражение для определения $\Delta X_{\text{ч}}$:

$$\Delta X_{\text{ч}} = \frac{\int_{(D_x)} w(x) \int_{P_0 / K(x)}^{P_{\text{max}}} w(P) dP dx}{w(x')}$$

Для равномерного закона распределения параметра x данная формула упрощается:

$$\Delta X_{\text{ч}} = \int_{(D_x) P_0 / K(x)}^{P_{\text{max}}} w(P) dP dx.$$

Пример 11.3 Рассчитать эквивалентную по числу сигналов полосу пропускания $\Delta F_{\text{ч}}$ для фильтра типа RLC при условиях приведенных в примере 11.1.

По приведенной выше формуле найдем $\Delta F_{\text{ч}} = \Delta F (\pi/2 - \sqrt{P_0 / P_{\text{max}}}) \cong 1.57 \Delta F$.

Средняя мощность мешающих сигналов на выходе фильтра. Среднюю мощность мешающих сигналов определим как произведение число помех N , среднюю мощность входных сигналов $P_{\text{ср}}$, и средний коэффициент передачи фильтра:

$$P_{\text{ВЫХ}} = N P_{\text{ср}} K_{\text{ср}},$$

$$P_{\text{ср}} = \int_{P_0}^{P_{\text{max}}} P w(P) dP, \quad K_{\text{ср}} = \int_{P_0 / P_{\text{max}}}^1 k w(k) dk.$$

Мощность на входе $P_{\text{ВХ}} = N P_{\text{ср}}$. Тогда $P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = K_{\text{ср}}$.

$K_{\text{ср}}$ хорошо описывает интегральный эффект прохождения помех через фильтр, однако, дает мало информации о выделении полезного сигнала. По аналогии с числовым коэффициентом внеполосного приема введем энергетический коэффициент внеполосного приема η_3 , который показывает соотношение между мощностью помех прошедшей на выход фильтра в полосе пропускания $P_{\text{п}}$ и мощностью помех $P_{\text{в}}$ вне полосы. Эти мощности определим следующим образом:

$$P_{\text{п}} = N B(\Delta X) K_{\text{ср.п}} P_{\text{ср}},$$

$$P_{\text{в}} = N B(D_x - \Delta X) K_{\text{ср.в}} P_{\text{ср}}.$$

Тогда

$$\eta_3 = \frac{P_{\text{в}}}{P_{\text{п}}} = \frac{B(D_x - \Delta X) \cdot K_{\text{ср.в}}}{B(\Delta X) \cdot K_{\text{ср.п}}},$$

где $B(\Delta X)$ - вероятность попадания сигналов в полосу ΔX , $B(D_x - \Delta X)$ - вероятность попадания помех в диапазон D_x за исключением полосы ΔX .

Пример 11.4 Рассчитать η_3 для фильтра RLC, используя условия примера 11.1. Вычисления приводят к следующим результатам: $K_{\text{ср.в}} = \pi \sqrt{P_0 / P_{\text{max}}} / 4$, $K_{\text{ср.п}} = \pi / 4$, $B(D_f - \Delta F) = (D_f - \Delta F) / D_f$, $B(\Delta F) = \Delta F / D_f$. После подстановки найденных значений получим $\eta_3 = 1$.

Эквивалентная по мощности полоса пропускания фильтра. Под такой полосой будем понимать ширину прямоугольной характеристики избирательности идеального фильтра, через который пройдет в среднем такая же мощность непреднамеренных помех, как через реальный фильтр. Для идеального фильтра средняя мощность на выходе $P_{\text{вых}}$ будет равна:

$$P_{\text{вых}} = N P_{\text{ср}} w(x') \Delta X_{\text{э}},$$

где $N w(x') \Delta X_{\text{э}}$, среднее число сигналов на выходе фильтра, приходящихся на полосу $\Delta X_{\text{э}}$, если бы фильтр имел прямоугольную характеристику избирательности шириной $\Delta X_{\text{э}}$, x' - значение параметра внутри $\Delta X_{\text{э}}$, при котором выполняется равенство

$$\int_{(\Delta X_{\text{э}})} w(x) dx = w(x') \Delta X_{\text{э}}.$$

Отсюда найдем

$$\Delta X_{\text{э}} = K_{\text{ср}} / w(x').$$

11.2 Статистические характеристики распространенных однопараметрических фильтров

Одноконтурный и двухконтурный частотные фильтры. В ранее приведенных примерах был рассмотрен одноконтурный частотный фильтр типа RLC, для которого были определены числовой и энергетические коэффициенты

Табл.6 Основные параметры частотных фильтров

$K(f)$	$w(P)$	$\eta_{\text{ч}}$	$\Delta F_{\text{ч}}$	$\eta_{\text{э}}$	$\Delta F_{\text{э}}$
$\frac{1}{\left(1 + \frac{4(f-f_0)^2}{\Delta F^2}\right)}$	P_0/P^2	1	$1.57\Delta F$	1	$1.57\Delta F$
	$\delta(P_{\text{max}})$	$\sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}$	$\Delta F \sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}$	1	$1.57\Delta F$
$\frac{1}{\left(1 + \frac{1.64(f-f_0)^2}{\Delta F^2}\right)^2}$	P_0/P^2	0.58	$1.22\Delta F$	0.38	$1.22\Delta F$
	$\delta(P_{\text{max}})$	$1.56\sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}$	$1.56\Delta F\sqrt{\frac{P_{\text{max}}}{P_0}}$	0.38	$1.22\Delta F$

внеполосного приема, а также эквивалентные по числу и по мощности полосы пропускания.

Для двухконтурного фильтра можно найти аналогичные характеристики и сведя в таблицу (табл. 6) сравнить их.

Из таблицы видно, что при переходе от одноконтурного фильтра к двухконтурному для одинаковой ЭМО характеристики ЭМС существенно улучшаются.

Частотный фильтр супергетеродинного приемника. На рис. 59 изображена укрупненная структурная схема супергетеродинного приемника.

Основная избирательность в супергетеродинном приемнике осуществляется в УПЧ, характеристику избирательности которого в первом приближении можно считать прямоугольной т.е.

$$K(f) = \begin{cases} 1, & f_{np} - \frac{\Delta F}{2} \leq f \leq f_{np} + \frac{\Delta F}{2} \\ 0, & f < f_{np} - \frac{\Delta F}{2}; f > f_{np} + \frac{\Delta F}{2} \end{cases}$$

При такой характеристике число мешающих сигналов на выходе УПЧ на-

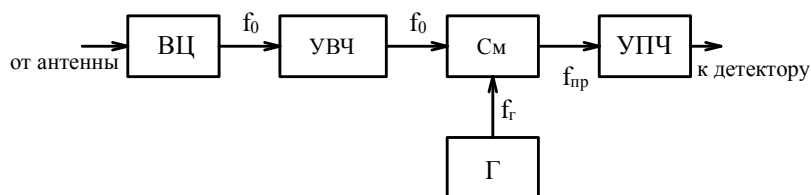


Рис. 59 Структурная схема супергетеродинного приемника

ходится, как и для идеального фильтра с помощью простых формул. При равномерном распределении помех по частоте

$$w(f) = \frac{1}{D_f},$$

вероятность попадания од-

ной помехи в полосу ΔF равна отношению $\Delta F/D_f$, отсюда и получается, что

$$N_{вых} = N \frac{\Delta F}{D_f} = \gamma \Delta F,$$

где $\gamma = N/D_f$, эквивалентные полосы пропускания $\Delta F_ч$ и $\Delta F_э$ равняются полосе ΔF пропускания УПЧ, а $\eta_ч$ и $\eta_э$ равны нулю, γ характеризует загрузку диапазона D_f помехами.

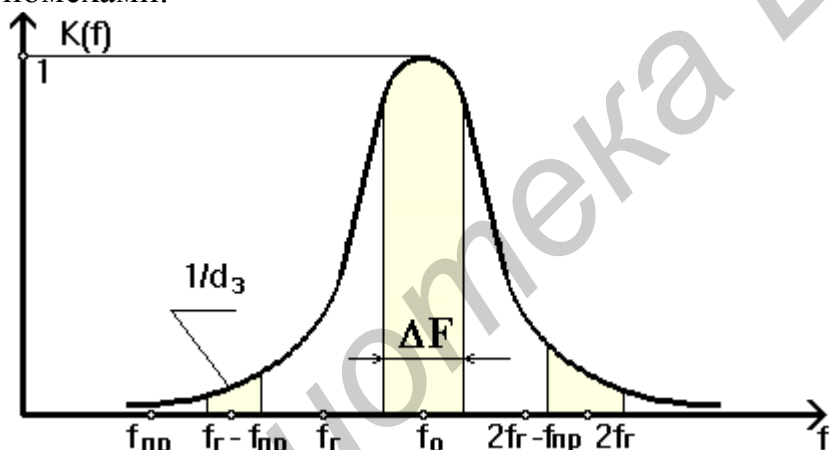


Рис. 60 Наиболее опасные каналы прохождения помех супергетеродинного приемника

Однако реализовать данные показатели на практике не удастся по следующим причинам:

1) гетеродин в реальных условиях генерирует не только $f_Г$, но и высшие гармоники $nf_Г$;

2) при неидеальных характеристиках избирательности преселектора,

при большом динамическом диапазоне мешающих сигналов возможно прямое прохождение сигналов с частотой $f_пр$;

3) достаточно мощные сигналы, поступающие на вход УВЧ и смесителя, могут играть роль гетеродинных напряжений, создающих совместно с другими напряжениями новые частоты, часть из которых будет проходить на выход УПЧ. Кроме того, при действии сильных сигналов могут возникать нелинейные явления (интермодуляция, перекрестные искажения, блокирование).

На рис. 60 представлен график, поясняющий действие первых двух причин.

На рисунке показаны наиболее опасные каналы прохождения помех: **канал промежуточной частоты**, по которому сильные сигналы при недостаточном ослаблении фильтрами преселектора проходят на выход УПЧ непосред-

ственно на промежуточной частоте; **зеркальный канал**, частота которого является как бы зеркальным отображением частоты сигнала относительно частоты гетеродина $f_3=f_0 + 2f_{\text{ПР}}$ при $f_{\Gamma} > f_0$ и $f_3=f_0 - 2f_{\text{ПР}}$ при $f_{\Gamma} < f_0$.

Поляризационный фильтр. Рассмотрим простейший фильтр с характеристикой $k(\theta)=\cos^2\theta$ ($-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$), где θ - угол рассогласования поляризации сигнала и настройки фильтра. На рис. 61 изображен график этой зависимости.

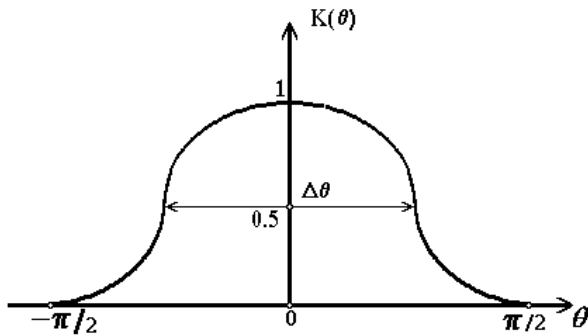


Рис. 61 Характеристика передачи поляризационного фильтра
 $w(\theta)=1/\pi$ сведены в таблицу (табл.7).

Табл.7 Основные параметры поляризационных фильтров

$k(\theta)$	$w(P)$	$\eta_{\text{ч}}$	$\Delta\theta_{\text{ч}}$	$\eta_{\text{э}}$	$\Delta\theta_{\text{э}}$
$\cos^2\theta$	P_0/P^2	0.2	$\pi/2$	0.2	$\pi/2$
	$\delta(P_{\text{max}})$	1	π	0.2	$\pi/2$

Для поляризационного фильтра $\Delta\theta$ ширина характеристики, отчитанная на уровне 0,5 равна $\pi/2$, т.е. половине диапазона D_{θ} . Основные показатели фильтра, в предположении, что

Из приведенных результатов видно, что поляризационный фильтр вносит определенный вклад в обеспечение избирательности.

Пространственный фильтр. В диапазоне СВЧ формирование диаграмм направленности в ортогональных плоскостях (азимут, угол места) происходит независимо, поэтому антенну можно рассматривать как последовательное

соединение этих фильтров.

Для описания диаграммы направленности будем использовать трехуровневую аппроксимацию

$$K(x) = \begin{cases} 1 & (x_0 - \Delta X / 2 \leq x \leq x_0 + \Delta X / 2) \\ 1/d & (x_1 \leq x \leq x_0 - \Delta X / 2; x_0 + \Delta X / 2 \leq x_2) \end{cases}$$

График данной функции приведен на рис. 62.

Будем считать, что антенны узконаправленные, т.е. $D_{\alpha}=\alpha_2-\alpha_1 \gg \Delta\alpha$ и $D_{\beta}=\beta_2-\beta_1=\Delta\beta$, а $w(\alpha)=1/2\pi$.

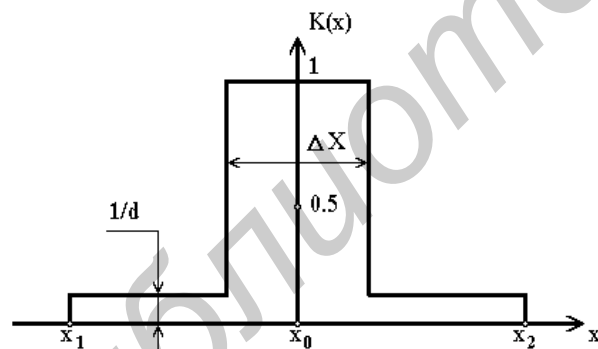


Рис. 62 Трехуровневая аппроксимация характеристики передачи пространственного фильтра

Основные параметры фильтра и как в предыдущем случае сведены в таблицу (Табл.8) .

Табл.8 Основные параметры пространственных фильтров

$k(\alpha)$	$w(P)$	$\eta_{\text{ч}}$	$\Delta\alpha_{\text{ч}}$	$\eta_{\text{э}}$	$\Delta\alpha_{\text{э}}$
$K(x)$	P_0/P^2	$2\pi/\Delta\alpha$	2π	$2\pi/d\Delta\alpha$	$\Delta\alpha (1+2\pi/d\Delta\alpha)$
	$\delta(P_{\text{max}})$	$2\pi/d\Delta\alpha$	$\Delta\alpha (1+2\pi/d\Delta\alpha)$	$2\pi/d\Delta\alpha$	$\Delta\alpha (1+2\pi/d\Delta\alpha)$

Временной фильтр. Временная селекция состоит в стробировании приемника, при этом прием возможен в те интервалы времени τ_c , в которые на приемник подан стробирующий импульс. Во все другие моменты времени приема нет.

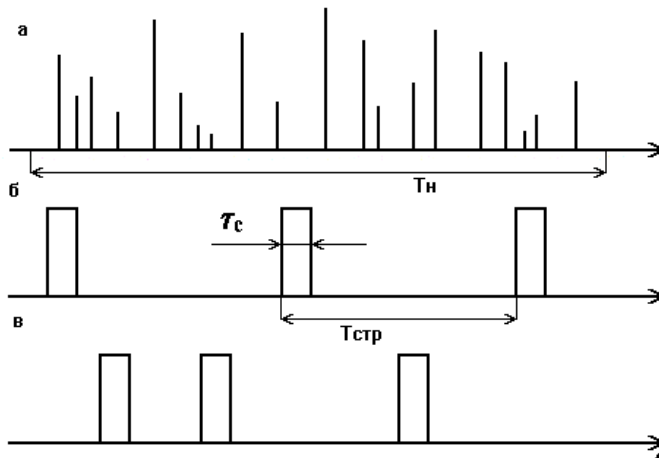


Рис. 63 Временной фильтр:
 б) с регулярным стробированием;
 в) с не регулярным стробированием;

процесс фильтрации стробированием.

Будем считать, что на входе селектора с регулярным стробированием действует пуассоновский поток импульсов, наблюдаемый в течение времени T_n , с интенсивностью потока $\lambda = N'/T_{стр}$, где N' число импульсов приходящихся на время $T_{стр}$.

С помощью формулы Пуассона можно определить вероятность того, что в течение длительности строба появиться ровно k помех

$$\vartheta_k(\tau_c) = \frac{1}{k!} \exp(-N'\tau_c/T_{стр}) (-N'\tau_c/T_{стр})^k.$$

Приравняв $k=0$ из этой формуле можно определить вероятность того, что в строб не попадет ни один импульс:

$$\vartheta_0(\tau_c) = \exp(-N'\tau_c/T_{стр}) = \exp(-\lambda\tau_c).$$

Понятно, что для увеличения $\vartheta_0(\tau_c)$ необходимо уменьшать N' за счет улучшения избирательности предшествующих временному фильтру цепей, либо, если это возможно длительность строба.

Для временного фильтра с нерегулярным стробированием $\vartheta_0(\tau_c)$ определяется аналогично, только интенсивность потока импульсов будет равна $\lambda = N/T_n$.

Пример 11.5 Рассчитать длительность строба τ_c фильтра с нерегулярным стробированием, на входе которого действует пуассоновский поток мешающих импульсов с плотностью $\lambda = 10^4$ имп/с, чтобы вероятность прохождения двух и более импульсов $\vartheta_{\geq 2}$ через этот фильтр не превышала 0.05.

Так как $\sum_{k=0}^{\infty} \vartheta_k(z) = 1,$

Различают регулярное стробирование, когда интервалы между стробами $T_{стр}$ постоянны, и нерегулярное стробирование - интервалы между стробами меняются от импульса к импульсу по заранее известному закону. В качестве оценки работоспособности временного фильтра в условия действия импульсных помех будем использовать вероятность попадания помехи в строб.

На рис. 63 приведены временные диаграммы, поясняющие

$$\text{то } \mathcal{G}_{\geq 2} = \sum_{k=2}^{\infty} \mathcal{G}_k(z) = 1 - \mathcal{G}_0 - \mathcal{G}_1 = 1 - e^{-\lambda \tau_c} - \lambda \tau_c e^{-\lambda \tau_c} = 1 - e^{-\lambda \tau_c} (1 + \lambda \tau_c).$$

Так как показатель степени e существенно меньше единицы можно использовать приближенную формулу:

$$e^{-x} \approx 1 - x \quad (x \ll 1),$$

тогда

$$\mathcal{G}_{\geq 2} = 1 - (1 - \lambda \tau_c)(1 + \lambda \tau_c) = (\lambda \tau_c)^2.$$

Теперь рассчитаем

$$\tau_c = \frac{\sqrt{\mathcal{G}_{\geq 2}}}{\lambda} = \frac{\sqrt{0.05}}{2 \cdot 10^4} = 1.1 \cdot 10^{-5} \quad [c].$$

Прохождение радиосигналов через последовательность фильтров.

Однопараметрические фильтры являются звеньями, выбранной нами модели приемника, которая представляет собой последовательное соединение отдельных фильтров по различным параметрам. Определим среднее число помех на выходе многомерного фильтра, каковым является приемник

$$N_{\text{вых}} = N \int_{(D_\alpha)} \omega(\alpha) \int_{(D_\beta)} \omega(\beta) \int_{(D_\theta)} \omega(\theta) \int_{(D_f)} \omega(f) \int_{P_{o/k}}^{P_{\max}} \omega(P) dP df d\theta d\alpha d\beta,$$

где $k = k(\alpha) \cdot k(\beta) \cdot k(\theta) \cdot k(f)$ - функция передачи последовательности фильтров.

Число помех прошедших в полосе пропускания и за ее пределами определим, изменяя области интегрирования:

$$N_{\Pi} = N \int_{(\Delta\alpha)} \omega(\alpha) \int_{(\Delta\beta)} \omega(\beta) \int_{(\Delta\theta)} \omega(\theta) \int_{(\Delta F)} \omega(f) \int_{P_{o/k}}^{P_{\max}} \omega(P) dP df d\theta d\alpha d\beta,$$

$$N_B = N \int_{(D_\alpha - \Delta\alpha)} \omega(\alpha) \int_{(D_\beta - \Delta\beta)} \omega(\beta) \int_{(D_\theta - \Delta\theta)} \omega(\theta) \int_{(D_f - \Delta F)} \omega(f) \int_{P_{o/k}}^{P_{\max}} \omega(P) dP df d\theta d\alpha d\beta,$$

где $\Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\theta, \Delta F$ полосы пропускания фильтров определенные на уровне половины мощности.

Приведенные формулы справедливы лишь при независимости параметров непреднамеренных помех.

Контрольные вопросы:

1. Перечислите и охарактеризуйте основные статистические параметры фильтров?
2. Что такое эквивалентная по числу полоса пропускания фильтра?
3. По каким причинам супергетеродинный приемник нельзя считать идеальным фильтром?
4. Как статистические параметры фильтров зависят от ЭМО?
5. В чем особенности анализа прохождения НРП через последовательность линейных фильтров?

12. Вероятностно-энергетическая оценка электромагнитной совместимости

12.1 Вероятностная оценка ЭМС

Для того чтобы оценить ЭМС РЭС с вероятностной точки зрения необходимо выработать критерий, по которому будет производиться оценка.

Воспользуемся, ранее рассмотренными моделями ЭМО и РПрУ, в которых параметры сигналов отображаются системой случайных точек в n-мерном параллелепипеде (рис. 53), а РПрУ - системой фильтров с пороговым устройством.

Вероятность попадания точек (сигналов) в некоторый n-мерный объем $\Delta V'$, взятый внутри параллелепипеда и охватывающий точку с координатами (x_1, x_2, \dots, x_n) может быть найдена по формуле

$$B(\Delta V') = \Delta V' w_n(x_1, x_2, \dots, x_n),$$

где рассматриваемый объем $\Delta V'$ можно представить как произведение эквивалентных полос прозрачности ΔX_i , последовательно включенных фильтров по параметрам x_1, x_2, \dots, x_n , а n-мерная плотность вероятностей при независимых параметрах равна произведению одномерных плотностей вероятности $w(x_i)$. Тогда

$$B(\Delta V') = \prod_{i=1}^n \Delta X_i \cdot w(x'_i).$$

Среднее число сигналов попадающих в обобщенную полосу пропускания $\Delta V'$ n- мерного фильтра найдем следующим образом

$$N_{cp} = NB(\Delta V') = N \prod_{i=1}^n \Delta X_i \cdot w(x'_i),$$

где $B(\Delta X_i)$ - вероятность попадания сигналов в эквивалентную по числу полос ΔX_i пропускания i-того фильтра.

С помощью формулы Пуассона, подставляя вместо аргумента z среднее число мешающих сигналов, определим вероятность того, что в обобщенной полосе $\Delta V'$ не будет на одного мешающего сигнала

$$\mathcal{G}_0 = \exp\left(-N \prod_{i=1}^n B(\Delta X_i)\right) = \exp\left(-N \prod_{i=1}^n \Delta X_i \cdot w(x'_i)\right).$$

По смыслу \mathcal{G}_0 характеризует ЭМС системы в целом и называется **вероятностью ЭМС**. Ее значение зависит от ЭМО, параметров РПрУ и эффективности мешающего воздействия помех на полезный сигнал, а, следовательно, на возможность выполнения РТС своих функций.

Эта вероятность характеризует отсутствие помех на выходе приемника, в котором нет полезного сигнала и позволяет исключить из рассмотрения отношение сигнал/шум, что существенно упрощает методику исследования.

Формально вероятность ЭМС напоминает вероятность безотказной работы.

Анализ вероятностных соотношений в обобщенной полосе. Для анализа воспользуемся формулой Пуассона и кривыми, построенными по этой формуле при различных значениях k .

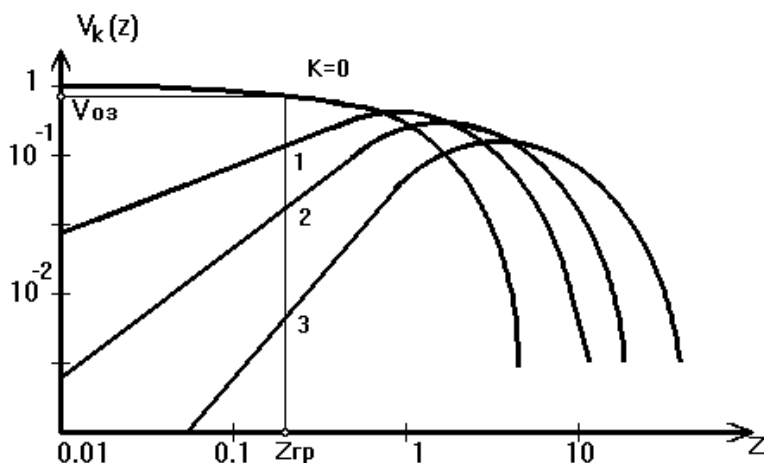


Рис. 64 Кривые, построенные по формуле Пуассона при различных значениях k .

Вероятности при $k=0,1,2,3$ представим в следующем виде:

$$\vartheta_0(z) = e^{-z} \quad (k=0);$$

$$\vartheta_1(z) = \vartheta_0(z) \cdot z \quad (k=1);$$

$$\vartheta_2(z) = \vartheta_1(z) \cdot z/2 \quad (k=2);$$

$$\vartheta_3(z) = \vartheta_2(z) \cdot z/3 \quad (k=3);$$

Нас будет интересовать область, в которой ЭМС обеспечена, т.е. вероятность ЭМС стремится к единице ($\vartheta_0(z) \rightarrow 1$), а значение аргумента z много меньше единицы ($z \ll 1$). Так как $\sum_{k=0}^{\infty} \vartheta_k(z) = 1$, то при условии $(z) \rightarrow 1$ выполняется следующе

неравенство: $\vartheta_0 \gg \sum_{k=1}^{\infty} \vartheta_k(z)$, а также и неравенство $\vartheta_1 \gg \sum_{k=2}^{\infty} \vartheta_k(z)$.

Если задано некоторое значение вероятности $\vartheta_{0 \text{ зад}}$, которым должна обладать система для нормального функционирования, то ему соответствует граничное значение аргумента $z_{\text{гр}}$, тогда область значений аргумента $z \leq z_{\text{гр}}$ является областью обеспечения ЭМС.

Для области обеспечения ЭМС можно сделать следующие выводы:

1. Если ЭМС обеспечена, то надо, прежде всего, учитывать помехи от одного источника, поскольку вероятность появления двух и более помех сравнительно мала.

2. Если задано значение $\vartheta_{0 \text{ зад}}$, то для обеспечения $\vartheta_0(z) \geq \vartheta_{0 \text{ зад}}$ требуется значение $z \leq z_{\text{гр}}$, что в аналитическом виде запишется следующим образом:

$$N \prod_{i=1}^n B(\Delta X_i) \leq \arg[\vartheta_0(z, p) = \vartheta_{0 \text{ зад}}].$$

При $\vartheta_0(z) \rightarrow 1$ с достаточной точностью можно записать $z_{\text{гр}} = 1 - \vartheta_{0 \text{ зад}}$. Тогда верно соотношение $N \prod_{i=1}^n B(\Delta X_i)_{\text{гр}} = 1 - \vartheta_{0 \text{ зад}}$.

3. Соотношение может быть выполнено при различном участии сомножителей, т.е. при различном вкладе в избирательность отдельных фильтров. Если перераспределение усилий фильтров выполнено наилучшим образом, то получается оптимальная система фильтров РПрУ.

12.2. Коэффициент непреднамеренных помех

Энергетическую оценку ЭМС следует увязывать с отношением сигнал/помеха, от которого зависят большинство ГТХ системы. В реальных условиях на РПРУ воздействуют различного рода помехи, отличающиеся по своим временным, спектральным и другим характеристикам, влияние которых на РПРУ при одинаковых мощностях различно. Для устранения этого многообразия помех в исходных моделях ЭМО в [2] вводится понятие шумового эквивалента. Под шумовым эквивалентом непреднамеренной помехи понимается реальная мощности данной помехи к мощности «белого» шума, попадающего в полосу РПДУ, при котором их влияние на тактико-технические характеристики РТС одинаково, то есть $P_p = \eta P_{ш}$, P_p – реальная мощность помехи, $P_{ш}$ – мощность шума, вызывающего такое же воздействие, как и непреднамеренная помеха, мощностью P_p . Тогда шумовой эквивалент $k = P_p/P_{ш}$. Таким образом, под мощностью помехи мы подразумеваем не ее реальную мощность, а эквивалентную. Общую мощность помех на входе приемника можно определить как сумму

$$P_{п} = P_{ш} + P_{м.с.},$$

где $P_{ш}$ - мощность собственных шумов, $P_{м.с.}$ - мощность мешающих сигналов.

Первое слагаемое в этой формуле является величиной детерминированной, т.е. в приемнике всегда имеются шумы уровень, которых практически не изменяется. Значение второго слагаемого величина случайная и может во много раз превышать уровень собственных шумов и приводить к частичной, либо полной потере работоспособности системы, однако, вероятность такого события, как правило, мала. Для нормальной работы приемника мощность полезного сигнала должна в какое-то число раз a превышать мощность собственных шумов $P_0 = aP_{ш}$, а в условиях действия помех в a раз превышать суммарную мощность помех

$$P'_0 = a(P_{ш} + P_{м.с.}) = P_0 + a P_{м.с.}$$

Коэффициентом непреднамеренных помех называется число $K_{нп}$, которое показывает во сколько раз в среднем надо повысить порог приема в условиях воздействия непреднамеренных помех, чтобы сохранить превышение порогового уровня сигнала над помехой, таким же каким оно было до воздействия непреднамеренных помех.

Исходя, из определения получаем

$$K_{нп} = P'_0/P_0 = 1 + P_{м.с.}/P_{ш}.$$

С учетом электромагнитной обстановки и селективных свойств приемника, получим

$$K_{нп} = 1 + N \frac{P_{ср}}{P_{ш}} \prod_{i=1}^n \Delta X_i w(x'_i).$$

Как видно из формулы коэффициент непреднамеренных помех определяется не только параметрами приемника, в данном случае мощность собственных шумов $P_{ш}$ и полосы пропускания по отдельным параметрам X_i , а также параметрами ЭМО, средней мощностью помех $P_{ср}$ и плотностью распределения

вероятности их неэнергетических параметров $w(x_i)$. Чем меньше влияние оказывают помехи на работу РТС тем, меньше $K_{нп}$, поэтому меры по снижению $K_{нп}$ являются мерами улучшения ЭМС.

12.3 Влияние непреднамеренных помех на тактико-технические характеристики радиотехнических систем

Рассмотрим случай, когда в качестве критерия обнаружения сигнала используется критерий Неймана - Пирсона. При использовании этого критерия вероятность ложной тревоги фиксируется на определенном уровне, а правило принятия решения, выбирается таким образом, чтобы вероятность пропуска цели была минимальна. При отсутствии непреднамеренных помех вероятность ложной тревоги определяется по формуле

$$F = \int_{U_{пор}}^{\infty} w(u) du.$$

Для нормального закона распределения $w(u)$, вероятность ложной тревоги определяется через табулированный интеграл вероятностей $F = 1 - \Phi(U_{пор})$, и однозначно связана со значением $U_{пор}$. При воздействии непреднамеренных помех для того, чтобы сохранить значение вероятности ложной тревоги $F' = 1 - \Phi(U'_{пор})$ на прежнем уровне необходимо увеличивать $U'_{пор}$, т.е. необходимо выполнение равенства

$$\int_{U_{пор}}^{\infty} w(u) du = \int_{U'_{пор}}^{\infty} w(u') du'.$$

Изменение порогового уровня при воздействии непреднамеренных помех при условии равенства вероятностей ложной тревоги показано на рис. 65.

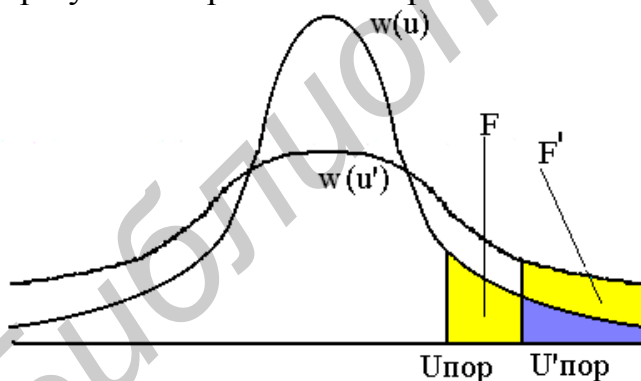


Рис. 65 Изменение порогового уровня для обеспечения постоянства F при воздействии непреднамеренных помех

Для того чтобы вероятности ложной тревоги в обоих случаях были равны, должны быть равны табулированные интегралы, т.е. $\Phi(U_{пор}) = \Phi(U'_{пор})$ необходимо. Для табулированных функций аргументом является относительная величина $x = (u - U_{пор}) / U_{эф}$, тогда для равенства аргументов требуется выполнение равенства

$$U_{пор} / U_{эф} = U'_{пор} / U'_{эф}.$$

Переходя от напряжений к мощностям и используя $K_{нп}$, получим: $P'_{пор} = P_0 K_{нп}$. Таким образом, поддержание на заданном уровне вероятности ложной тревоги приводит к снижению чувствительности, а, следовательно, к уменьшению дальности действия в $\sqrt{K_{нп}}$ для РТС обнаружения сигнала и в $\sqrt[4]{K_{нп}}$ для РЛС обнаружения цели.

$$D' = D / \sqrt{K_{нп}}$$

$$D' = D / \sqrt[4]{K_{\text{нп}}},$$

где D' - дальность действия с учетом действия помех, D - дальность действия без учета помех.

Проведя аналогичные рассуждения можно определить изменение точности измерения дальности

$$\sigma'_D = \sigma_D \sqrt{K_{\text{нп}}}$$

и пропускной способности радиоканала

$$C' = C / K_{\text{нп}},$$

где σ'_D , C' - точность измерения дальности и пропускная способность с учетом действия помех, σ_D , C - точность измерения дальности и пропускная способность без учета помех.

12.4 Вероятностно-энергетический расчет ЭМС РЭС

Целью расчета является нахождение числовых значений вероятности ЭМС ϑ_0 и коэффициента непреднамеренных помех $K_{\text{нп}}$. Эти показатели в совокупности достаточно полно характеризуют способность РЭС к совместной работе [1]. По ним, исходя из анализа решаемых РЭС задач, могут быть установлены заданные значения, что существенно облегчает задачу оценки работоспособности РЭС в сложной ЭМО.

Порядок расчета можно свести к трем этапам:

- 1) оценка ЭМО и РПрУ, составление моделей, удобных для выполнения расчетов;
- 2) оценка мешающего воздействия непреднамеренных помех, расчет ϑ_0 и $K_{\text{нп}}$;
- 3) сопоставление ϑ_0 и $K_{\text{нп}}$ полученных в результате расчета, с требуемыми заданными величинами, соответственно ϑ_0 зад и $K_{\text{нп}}$ зад; определение путей совершенствования аппаратуры в случае невыполнения требований.

На основании сопоставления можно сделать следующие выводы о работоспособности РЭС;

если $\vartheta_0 \geq \vartheta_0$ зад и $K_{\text{нп}} \leq K_{\text{нп}}$ зад, то ЭМС рассматриваемой системы обеспечена;

если $\vartheta_0 < \vartheta_0$ зад и $K_{\text{нп}} \leq K_{\text{нп}}$ зад или $\vartheta_0 \geq \vartheta_0$ зад и $K_{\text{нп}} > K_{\text{нп}}$, то требования по ЭМС частично не выполняются; необходимы дополнительные меры, например адаптация к ЭМО, улучшение избирательности РПрУ и т.д.;

если $\vartheta_0 < \vartheta_0$ зад и $K_{\text{нп}} > K_{\text{нп}}$ зад, то ЭМС не обеспечивается ни по вероятности, ни по энергетике.

Таким образом, можно утверждать, что ЭМС обеспечена, если удовлетворены требования по двум показателям (вероятностному и энергетическому).

В противном случае необходимо принимать какие-то дополнительные меры обеспечения ЭМС.

Контрольные вопросы:

1. Что такое вероятность электромагнитной совместимости?
2. Какие параметры РПрУ влияют на вероятность ЭМС?
3. Что такое коэффициент непреднамеренных помех?
4. Какие параметры ЭМО влияют на коэффициент непреднамеренных помех?
5. Как коэффициент непреднамеренных помех связан с тактико-техническими характеристиками РТС?
6. Какова цель вероятностно-энергетического расчета?
7. Перечислите этапы вероятностно-энергетического расчета ЭМС РЭС.

13. Особенности мешающего взаимодействия РТС со сложными сигналами

13.1 Общая оценка эффективности селекции по форме сигнала

Основным отличием приемников сложных сигналов является наличие в избирательных цепях фильтра по форме сигнала (ФФС). Однако ошибочно было бы считать, что селекция по форме сигнала является дополнительным видом селекции, так как переход к сложным сигналам всегда приводит либо к расширению полосы занимаемых частот, либо к увеличению длительности сигнала, а, следовательно, к ухудшению частотной или временной селекции. Поэтому при переходе к сложным сигналам необходимо ответить на вопрос: как изменится общая избирательность приемника, т.е., какой вид избирательности в заданных условиях является наиболее эффективным.

Одним из основных свойств, присущих всем системам, работающим со сложными сигналами, является их способность ослаблять действие помех. Применение фазоманипулированных сигналов позволяет снизить мощность узкополосных и структурных некоррелированных помех в базу раз. При увеличении базы эффективность ослабления возрастает, но при этом возрастает количество помех, попадающих на вход ФФС, так как увеличивается полоса пропускания приемника.

При равномерном распределении помех по частоте среднее число сигналов N' от мешающих РЭС, попадающих в полосу Δf приемника простых сигналов, и среднее число сигналов N'' , попадающих в полосу ΔF приемника сложных сигналов, можно определить по формулам

$$N' = N \frac{\Delta f}{D_f}$$
$$N'' = N \frac{\Delta F}{D_f} = NB \frac{\Delta f}{D_f} = BN',$$

где B – база сигнала, N – число помех, действующих в диапазоне D_f , $D_f \gg \Delta f$.

Если мощность помех распределена по гиперболическому закону ($P_{\max} \gg P_0$)

$$w(p) \approx \frac{(m-1)P_0^{m-1}}{P^m},$$

то среднее число помех $N_{\text{вых}}$ на выходе ФФС можно определить по следующей формуле:

$$N_{\text{вых}} = N'' \int_{BP_0}^{P_{\max}} \frac{(m-1)P_0^{m-1}}{P^m} dP = \frac{N''}{B^{m-1}} = N' B^{2-m}. \quad (15)$$

Для того чтобы помеха на выходе ФФС превышала порог P_0 , необходимо, чтобы мощность помехи на входе ФФС в базу раз превышала пороговый уровень. Это условие учтено в (15) нижним пределом интеграла. Сам интеграл есть ни что иное, как вероятность того, что мощность помехи попадающей на вход приемника будет лежать в интервале от $B \cdot P_0$ до P_{\max} , т.е. превысит уровень $B \cdot P_0$.

Из выражения (15) следует, что среднее число узкополосных помех, действующих на выходе приемников простых сигналов, и среднее число помех на выходе ФФС приемников сложных сигналов, в которых переход к сложным сигналам осуществляется путем расширения полосы занимаемых частот, отличается в базу в степени 2-м раз. Следовательно, избирательность по форме компенсирует ухудшение избирательности по частоте при $m=2$. При $m < 2$ использование систем со сложными сигналами с той же скоростью передачи информации приведет к ухудшению общей избирательности.

При рассмотрении вопроса о соотношении временной селекции и селекции по форме будем использовать исходную модель приемного фильтра, предложенную в [2]. Считается, что стробирование осуществляется точно по времени независимо от действия мешающих сигналов; длительность стробирующего импульса равна длительности полезного сигнала; вся совокупность мешающих сигналов состоит из импульсов, длительность которых не превышает длительности одного элемента кодовой последовательности. Таким образом, предполагается, что прием ведется при идеальном стробировании, а поток мешающих сигналов представляет собой поток случайных точек.

Пусть длительность импульса приемников простых сигналов равна τ_n , тогда длительность сигнала в системе с ФМ сигналами при той же полосе занимаемых частот будет равна

$$\tau_c = B \tau_n$$

При равномерном распределении помех по времени среднее число N' сигналов от мешающих РЭС, попадающих в отрезок времени τ_n , и среднее число сигналов N'' , попадающих в отрезок времени τ_c , можно определить по формулам

$$N' = N \tau_n / T;$$

$$N'' = N \tau_c / T = NB \tau_n / T = N' B,$$

где T - период следования сигналов.

Тогда среднее количество помех на выходе ФФС $N_{\text{вых}}$ можно определить с помощью формулы (15). Результаты, полученные для временной селекции, совпадают с результатами, полученными для частотной селекции. Это означает, что независимо от того, как осуществляется переход к сложным сигналам, (то ли за счет увеличения длительности сигнала, то ли за счет расширения спектра) общая избирательность приемника сложных сигналов ухудшается в базу в степени 2-м раз.

Резервом для улучшения избирательности в приемнике сложных сигналов является использование выравнивателей по частоте («обеляющий» фильтр) или по амплитуде (ограничителей), которые являются эффективным средством борьбы с узкополосными помехами, и практически не оказывают никакого влияния на широкополосные (структурные) помехи.

13.2 Влияние формы спектра сложного сигнала на избирательность

Рассмотрим работу приемника одночастотных псевдослучайных ФМ рис. 66 сигналов в условиях воздействия помех. Пусть на входе коррелятора действует сигнал S , сосредоточенная по спектру помеха Y и собственный шум системы N , причем $Y \gg N$. Пренебрегая собственным шумом, получаем, что отношение сигнал плюс помеха к помехе на выходе и входе коррелятора связаны следующим соотношением:

$$\left(\frac{S+Y}{Y}\right)_{\text{ВЫХ}} = B \left(\frac{S+Y}{Y}\right)_{\text{ВХ}}$$

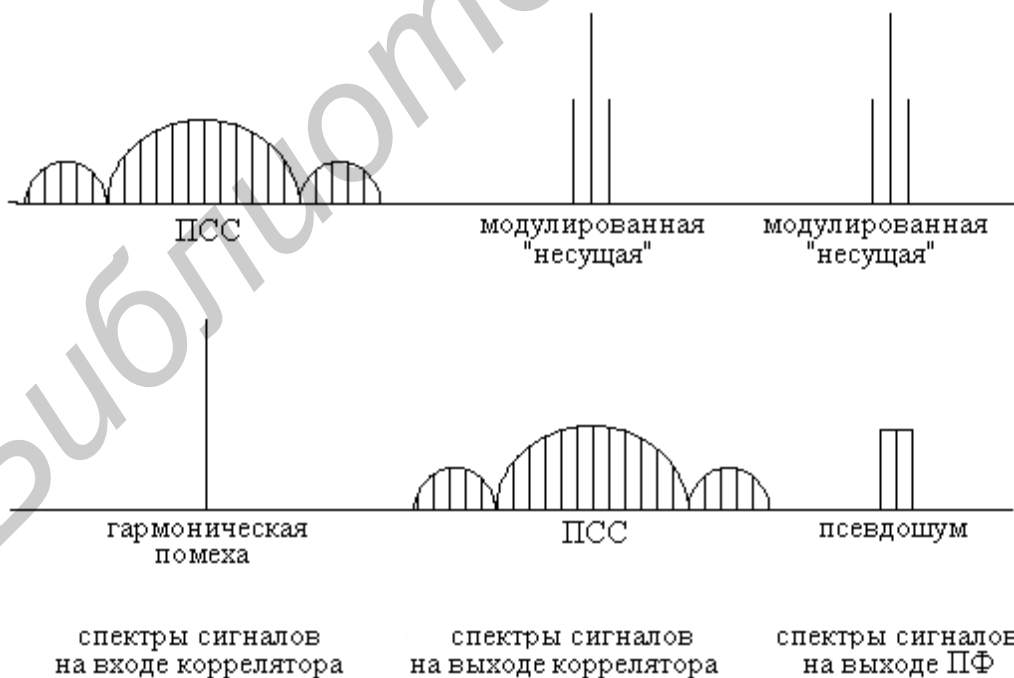


Рис.67 Изменение спектров псевдослучайного сигнала и гармонической помехи при прохождении коррелятора и полосового фильтра

причем преобразование входных сигналов происходит в соответствии с рис. 67. Полосовой фильтр (ПФ) на выходе коррелятора завершает корреляционную обработку, пропуская на вход порогового устройства (ПУ) узкополосный полезный сигнал и подавляя все составляющие помехи, лежащие за пределами его полосы пропускания.

Поскольку помеха при перемножении с опорной кодовой последовательностью преобразуется в широкополосный сигнал, то большая часть ее мощности теперь оказывается распределенной за пределами полосы частот, занимаемых сообщением [11]. В этом случае отношение полосы местного опорного сигнала ΔF к полосе пропускания фильтра Δf , осуществляющего выделение информации, равно выигрышу при обработке, реализуемому в приемнике. Если частота помехи не совпадает с несущей частотой сигнала, то выигрыш будет еще большим, так как спектр полезного сигнала является неравномерным в полосе частот.

Известно, что огибающая спектра мощности ФМ сигнала имеет вид $[(\sin x)/x]^2$, где x – число, пропорциональное частоте и изменяется от $-\pi$ до π . Таким образом, при анализе прохождения помех через коррелятор последний можно рассматривать как последовательное соединение частотного фильтра с характеристикой

$$K(f) = \left(\frac{\sin[2\pi(f_0 - f)/\Delta f]}{2\pi(f_0 - f)/\Delta f} \right)^2$$

где $x = 2\pi(f_0 - f)/\Delta f$ и непосредственно коррелятора, который увеличивает отношение сигнал/помеха в V раз. Наличие такого фильтра уменьшает количество помех N_{cp} , действующих на входе коррелятора.

N_{cp} можно определить по формуле

$$N_{cp} = N \int_{-\pi}^{\pi} w(x) \int_{P_0/K(f)}^{P_{max}} w(P) dP dx,$$

где N – количество помех действующих на входе, $K(f)$ – функция передачи частотного фильтра $[(\sin x)/x]^2$. Так как частота помехи является величиной случайной, равномерно распределенной в диапазоне от $f_0 - \Delta f/2$ до $f_0 + \Delta f/2$, то параметр x также распределен равномерно в диапазоне от $-\pi$ до π , $w(x) = 1/2\pi$. Определим отношение N_{cp}/N для случая, когда мощность распределена по гиперболическому закону с показателями степени $m = 1$ и $m = 2$.

Для первого случая

$$\frac{N_{cp}}{N} = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \int_{P_0 \left(\frac{x}{\sin x} \right)^2}^{P_{max}} \frac{1}{P \ln(P_{max}/P_0)} dP dx = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[1 - \frac{\ln(\sin x/x)^2}{\ln(P_{max}/P_0)} \right] dx$$

Разложив $\ln[(\sin x)/x]$ в ряд и удерживая только два первых члена, что допустимо при $P_{\max} \gg P_0$, после проведения преобразования получим $N_{cp}/N = 1 - \pi^2/[9\ln(P_{\max}/P_0)]$.

Отношение N_{cp}/N в зависимости от динамического диапазона помех $D_{пом}$ изменяется несущественно, так как при изменении $D_{пом}$ в диапазоне от 60 до 100 дБ N_{cp}/N изменяется от 0,9 до 0,95.

Рассмотрим второй случай:

$$\frac{N_{cp}}{N} = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \int_{P_0 \left(\frac{x}{\sin x}\right)^2}^{P_{\max}} \frac{P_0 P_{\max}}{P_{\max} - P_0} \frac{1}{P^2} dP dx = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{P_0 P_{\max}}{P_{\max} - P_0} \left[\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 \frac{1}{P_0} - \frac{1}{P_{\max}} \right] dx$$

Если $P_{\max} \gg P_0$, то можно сделать ряд упрощений. Получим

$$\frac{N_{cp}}{N} \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx = \frac{1}{2}.$$

В данном случае N_{cp}/N практически не зависит от динамического диапазона помех, а количество помех на входе коррелятора уменьшается более чем в 2 раза. На первый взгляд может показаться, что на работу приемника ФМ сигналов наибольшее влияние должны оказывать широкополосные помехи, однако, за исключением случаев, когда помеха сильно коррелирована с полезным сигналом (подразумевается высокая взаимная корреляция кодовых последовательностей), это не так. Причем, чем шире полоса помехи, тем больше она ослабляется, величина ослабления будет пропорциональна отношению $(\Delta f + \Delta f_n) / \Delta f$, где Δf_n - ширина спектра помехи. Следовательно, при определении N_{cp} на выходе коррелятора для помех, спектр которых больше информационной полосы сигнала, функцию передачи частотного фильтра следует домножать на $\Delta f / (\Delta f + \Delta f_n)$, т.е. для таких помех

$$K(f) = \frac{\Delta f}{\Delta f + \Delta f_n} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$$

Из вышеизложенного следует, что коррелятор обладает частотной избирательностью, а значит, не только уменьшает среднее количество помех, но и изменяет распределение их мощности.

Для того чтобы определить закон распределения мощности помех на выходе коррелятора нужно знать закон распределения коэффициента передачи.

13.3 Особенности проявления нелинейных явлений

Известно, что использование сложных сигналов позволяет в базу $V = \Delta F \cdot T$ раз уменьшает относительную интенсивность узкополосных и широкополосных некоррелированных помех. Метод борьбы с НРП, основанный на декорреляции помех, может успешно применяться, когда количество помех при увеличении полосы пропускания приемника остается неизменным. Если при увели-

чении полосы пропускания количество помех возрастает, эффективность данного метода падает [11].

Применение систем со сложными сигналами, с точки зрения ЭМС, является противоречивым процессом. Вопрос о том, приводит ли переход к сложным сигналам к улучшению ЭМС, не всегда имеет однозначный ответ. В каждом конкретном случае нужно выполнять точные расчеты и на их основе формулировать вывод о целесообразности их использования для улучшения ЭМС. Для выполнения таких расчетов необходимо знание ЭМО, структуры радиоприемных и радиопередающих устройств.

Радиоприемникам сложных сигналов присущи такие нелинейные явления, как блокирование, перекрестные искажения, интермодуляция, амплитудно-фазовая конверсия, т.е. те же, что и для приемников простых сигналов, однако, проявляться они будут по-разному, а, следовательно и методы их исследования должны быть различными. Рассмотрим каждое явление в отдельности.

Пусть на входе приемника действует входное напряжение $U_{вх}$:

$$U_{вх} = U_c + U_n, \quad (16)$$

где $U_c = U_{c0} \cos[\omega_0 t + \Psi(t)]$ - полезный сигнал, манипулированный на π по закону $\Psi(t)$, $U_n = U_{n0} \cos \omega_0 t$ - узкополосная помеха. Рассмотрим качественные соотношения для нелинейного элемента с передаточной характеристикой

$$U_{вых} = \alpha_1 U_{вх} + \alpha_3 U_{вх}^3 \quad (17)$$

($\alpha_1 > 0$, $\alpha_3 > 0$). В результате очевидных преобразований получим следующие соотношения для амплитуд гармоник $J[\omega_0 t + \Psi(t)]$ частоты ω_0 :

$$J[\omega_0 t + \Psi(t)] = U_{c0} [\alpha_1 - 3\alpha_3 U_{c0}^2 / 4 - 3\alpha_3 U_{n0}^2 / 2]. \quad (18)$$

Для приемников простых сигналов с такой же нелинейностью при действии на входе полезного сигнала $U'_c = U'_{c0} \cos \omega_0 t$ и помехи $U'_n = U'_{n0} \cos \omega_0 t$ амплитуда первой гармоники $J[\omega_0 t]$ будет равна

$$J[\omega_0 t] = U'_{c0} [\alpha_1 - 3\alpha_3 (U'_{c0})^2 / 4 - 3\alpha_3 (U'_{n0})^2 / 2]. \quad (19)$$

Для СВЧ диапазона характерно то, что амплитудно-частотные характеристики преселекторов приемников простых и сложных сигналов будут примерно одинаковы, при этом $U'_{n0} = U_{n0}$ и, следовательно, при $U'_{c0} = U_{c0}$, $J[\omega_0 t + \Psi(t)] = J[\omega_0 t]$.

Таким образом, блокирование в приемниках простых и сложных сигналов проявляется одинаково, так как мощная внеполосная помеха одинаково подавляет сигналы любой формы. Однако в приемниках сложных сигналов при попадании помехи в полосу основного или побочных каналов, подавление полезного сигнала помехой может больше влиять на соотношение сигнал/помеха, чем прямое прохождение помехи, особенно при использовании «обелителя». Это замечание будет справедливо и для перекрестных искажений. Качественно их можно описать с помощью формул (18) и (19), учитывая при этом закон изменения амплитуды помехи.

Для приемников фазоманипулированных (ФМн) сигналов характерен еще один вид перекрестных искажений, который образуется в результате взаимодействия полезного сигнала с непреднамеренной гармонической или ФМн по-

мехой со сдвигом фазы на π , частота которой f_n отличается от частоты полезного сигнала f_c не более чем на $\Delta F/2$, $|f_n - f_c| < \Delta F/2$.

Так как манипуляция фазы ФМн помехи исчезает при удвоении частоты, а у гармонической помехи манипуляция фазы отсутствует изначально, комбинационная составляющая $2f_n - f_c$ имеет тот же закон изменения модулирующего параметра, что и полезный сигнал и без ослабления проходит на выход корреляционного приемника.

Пример 13.1 В полосе пропускания РПрУ сложных сигналов с базой $B=512$ настроенного на частоту f_c действует две ФМн помехи со сдвигом фазы на π , одинаковой мощности с частотами f_1 и f_2 . Ширина спектра обеих помех равна полосе пропускания приемника. Во сколько раз отличается мощность интермодуляционных помех третьего порядка $2f_1 - f_2$ и $2f_1 - f_c$ на выходе РПрУ, если мощность помехи на частоте f_2 в 256 раз больше мощности сигнала.

Для простоты анализа вначале рассмотрим случай, когда на входе приемника отсутствует полезный сигнал т.е.

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{п1}} + U_{\text{п2}},$$

где $U_{\text{п1}} = U_{\text{п01}} \cos[\omega_1 t + \Psi_{\text{п1}}(t)]$ и $U_{\text{п2}} = U_{\text{п02}} \cos[\omega_2 t + \Psi_{\text{п2}}(t)]$ – ФМн помехи, манипулированные по законам $\Psi_{\text{п1}}(t)$ и $\Psi_{\text{п2}}(t)$, которые равны либо 0 либо π .

Возникновение интермодуляционных помех с частотами $2f_1 - f_2$ и $2f_1 - f_c$ обусловлено нелинейностью третьего порядка передаточной характеристики входных элементов, т.е. вторым слагаемым формулы (16)

$$\alpha_3 U_{\text{вх}}^3 = \alpha_3 (U_{\text{п1}} + U_{\text{п2}})^3 = \alpha_3 \{U_{\text{п01}} \cos[\omega_1 t + \Psi_{\text{п1}}(t)] + U_{\text{п02}} \cos[\omega_2 t + \Psi_{\text{п2}}(t)]\}^3.$$

После очевидных преобразований найдем

$$\begin{aligned} U_{2f_1 - f_2} &= \frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{п01}}^2 \cdot U_{\text{п02}} \cos\{2[\omega_1 t + \Psi_{\text{п1}}(t)] - [\omega_2 t + \Psi_{\text{п2}}(t)]\} = \\ &= \frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{п01}}^2 \cdot U_{\text{п02}} \cos[2(\omega_1 - \omega_2)t + 2\Psi_{\text{п1}}(t) + \Psi_{\text{п2}}(t)]. \end{aligned}$$

Так как удвоенное значение сдвига фазы $2\Psi_{\text{п1}}(t)$ равно либо 0 либо 2π , то его можно исключить. Окончательно получим:

$$U_{2f_1 - f_2} = \frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{п01}}^2 \cdot U_{\text{п02}} \cos[2(\omega_1 - \omega_2)t + \Psi_{\text{п2}}(t)].$$

Закон модуляции такой помехи не совпадает с законом модуляции полезного сигнала, поэтому ее мощность на выходе корреляционного приемника по отношению к сигналу уменьшится в B раз.

Проведя аналогичные рассуждения для составляющей $2f_1 - f_c$ получим:

$$U_{2f_1 - f_c} = \frac{3}{4} \alpha_3 U_{\text{п01}}^2 \cdot U_{\text{с0}} \cos[2(\omega_1 - \omega_c)t + \Psi_c(t)].$$

Закон модуляции этой помехи совпадает с законом модуляции полезного сигнала и проходит на выход приемника без ослабления.

Таким образом

$$\left(\frac{P_{2f_1-f_c}}{P_{2f_1-f_2}} \right)_{\text{вых}} = \frac{|U_{2f_1-f_c}|^2}{|U_{2f_1-f_2}|^2 \frac{1}{B}} = B \left(\frac{\frac{3}{4} \alpha_3 U_{n01}^2 U_{c0}}{\frac{3}{4} \alpha_3 U_{n01}^2 U_{n02}} \right)^2 = B \left(\frac{U_{c0}}{U_{n02}} \right)^2 = 512 \frac{1}{256} = 2.$$

Для определения различий в проявлении интермодуляции определим среднее число интермодуляционных помех в полосе фильтра основной селекции приемников простых и сложных сигналов [5].

Пусть полоса ΔF пропускания приемников простых сигналов, тогда полоса пропускания приемника сложных сигналов будет равна $\Delta f = B \cdot \Delta F$. Если в диапазоне D_f действует N узкополосных помех, равномерно распределенных по частоте, то среднее количество интермодуляционных помех N_{cp} третьего порядка, попадающих в полосу Δf , можно вычислить по следующим формулам:

$$N_{cp_{2f_1-f_2}} = C_N^2 \frac{\Delta f}{2D_f} \approx \frac{N^2 \Delta f}{4D_f}$$

$$N_{cp_{f_1+f_2-f_3}} = C_N^3 \frac{\Delta f}{2D_f} \approx \frac{N^3 \Delta f}{12D_f}$$

Таким образом, при условии равенства полос пропускания преселекторов приемников простых и сложных сигналов среднее число интермодуляционных помех на выходе ФОС приемников сложных сигналов будет в базу раз больше.

Амплитудно-фазовой конверсией (АФК) называют возникновение паразитной фазовой модуляции полезного сигнала под действием амплитудно-модулированной помехи. Большинство систем, работающих со сложными сигналами, являются фазовыми, поэтому возникновение дополнительной фазовой модуляции затрудняет прием, а некоторых случаях делает его вообще невозможным. Изменение фазового спектра сигнала приводит не только к уменьшению основного лепестка автокорреляционной функции, но и к его расширению, а также к увеличению боковых выбросов.

Различают два вида АФК: собственную, когда изменение амплитуды полезного сигнала приводит к возникновению паразитной фазовой модуляции, и несобственную, когда паразитная фазовая модуляция возникает при изменении амплитуды помехового сигнала. Основным видом АФК в приемниках сложных сигналов будет несобственная, так как в большинстве практических случаев мощность помехового сигнала на входе приемника много больше мощности шума.

13.4. "Обеляющий" фильтр как средство улучшения ЭМС

На практике достаточно широкое распространение получил метод борьбы с сосредоточенными помехами с помощью "обеляющего" фильтра [10]. Тер-

мин, обеляющий фильтр или сокращенно "обелитель" в определенной степени отражает принцип действия данного устройства, основанный на методике приведения "небелого" шума к "белому".

Пусть на входе приемника действует $N(\omega) = N_n(\omega) + N_0$ совокупность белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности N_0 и сосредоточенных помех, имеющих спектральную плотность мощности $N_n(\omega)$. Спектральная плотность помех является функцией частоты и такой сигнал называется "небелым" шумом в отличие от "белого", для которого спектральная плотность N_0 постоянна и от частоты не зависит. Для приведения "небелого" шума к "белому" фильтр должен иметь следующую частотную характеристику:

$$|K(j\omega)|^2 = \frac{K_\Phi}{N(\omega)}, \quad (20)$$

где K_Φ постоянный коэффициент, тогда спектральная плотность на выходе "обелителя" постоянна

$$N_{\text{вых}}(\omega) = \frac{N(\omega)}{K(\omega)} = K_\Phi. \quad (21)$$

Реализовать "обеляющий" фильтр, работающий по данному принципу, задача технически сложная, решение которой упрощается, если перейти к дискретной обработке спектра помех. В этом случае измерение спектральной плотности помех осуществляется n -канальным параллельным спектроанализатором, квадрат амплитудно-частотной характеристики которого равен

$$|K(j\omega/2\pi)|^2 = K_\Phi \sum_{i=1}^{\ell} \frac{\Delta F_k}{P_i} \prod \left(\frac{f_0 - f_i}{\Delta F_k} \right), \quad (22)$$

где ΔF_k - полоса, занимаемая одним каналом "обелителя", $\ell = \Delta f / \Delta F_k$ - число каналов "обелителя", P_i - мощность помех в полосе ΔF_k ,

$$\prod \left(\frac{f_0 - f_i}{\Delta F_k} \right) = \begin{cases} 1, & \text{при } (f_i - \Delta F_k / 2) \leq f \leq (f_i + \Delta F_k / 2) \\ 0, & \text{при других } f \end{cases} \quad (23)$$

Структурная схема "обелителя", осуществляющая дискретную по частоте обработку спектра помех в соответствии с (22) обведена на рис. 68 пунктиром. Рассматриваемый "обеляющий" фильтр содержит ℓ параллельно включенных фильтров Φ_i , частотные характеристики которых в дальнейшем будем считать прямоугольными. Фильтры имеют одинаковые полосы ΔF_k ; средние частоты f_i двух соседних фильтров разнесены на ΔF_k . Коэффициент передачи каждого канала регулируется схемой измерения спектральной плотности помех согласно (21). Каждый канал схемы измерения включает звено: фильтр Φ_i - нелинейное устройство 1 (НУ₁) - ФНЧ, измеряющее величину $\sigma_i = \sqrt{P_i}$ и нелинейное устройство 2 (НУ₂) с характеристикой $U_{\text{вых}} = f_0 / U_{\text{вх}}$. Напряжение с выхода четырехполюсника (НУ₂) $U_{\text{вых}} = \sqrt{f_0 / \sigma_i}$ управляет коэффициентом передачи соответствующих каналов "обелителя" по правилу

$$|K(j\omega/2\pi)| = \sqrt{K_\Phi \Delta F_k} \sum_{i=1}^{\ell} \frac{1}{\sigma_i} \prod \left(\frac{f_0 - f_i}{\Delta F_k} \right). \quad (24)$$

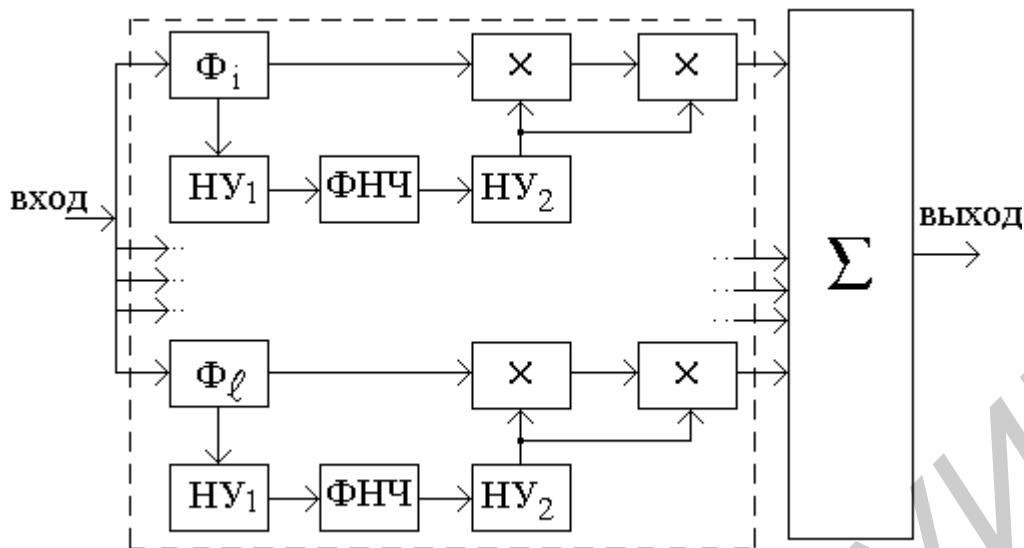


Рис. 68 Структурная схема «обеляющего» фильтра

Напряжение с выхода "обелителя" подается на два перемножителя, которые предназначены для согласования опорных сигналов приемника с входными сигналами, искаженными "обеляющим" фильтром, и в соответствии с (24) изменяют коэффициент передачи сигнала.

Пусть на входе приемника с "обеляющим фильтром" действует N помех с равномерным распределением по частоте и гиперболическим по мощности $\omega(P) = \beta / P^m$. Определим вероятность поражения такого приемника. Вероятностью поражения будем считать вероятность того, что мощность помех на выходе приемника будет не меньше мощности собственного шума. Другими словами, под вероятностью поражения будем понимать вероятность того, что действие помехи приведет к изменению отношения сигнал/помеха более чем в два раза.

При $m=0$ отношение сигнал/помеха на выходе "обеляющего" фильтра уменьшится в более чем два раза в том случае, если из ℓ каналов "обеляющего" фильтра будут поражены более чем половина.

Вероятность $\vartheta(\ell/2)$ поражения $\ell/2$ и более каналов определим по формуле

$$\vartheta_n(\ell/2) = \sum_{i=\ell/2}^{\ell} C_{\ell}^i p^i q^{\ell-i}, \quad (25)$$

где C_{ℓ}^i число сочетаний из ℓ по i , p - вероятность попадания помехи в полосу i -того фильтра, $q = 1-p$, $i=1,2,3,\dots$. При больших ℓ и i этой формулой пользоваться затруднительно. В этом случае используют приближенную интегральную формулу Муавра-Лапласа

$$\vartheta_n(\ell/2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_a^b e^{-t^2/2} dt = \Phi(b) - \Phi(a),$$

$$\Phi(z) = \int_{-\infty}^z e^{-t^2/2} dt,$$

$$a = \frac{\ell/2 - BN \frac{\Delta F_k}{D_f}}{\sqrt{BN \frac{\Delta F_k}{D_f} \left(1 - B \frac{\Delta F_k}{D_f}\right)}}, \quad b = \frac{\ell - BN \frac{\Delta F_k}{D_f}}{\sqrt{BN \frac{\Delta F_k}{D_f} \left(1 - B \frac{\Delta F_k}{D_f}\right)}}.$$

В случае если количество каналов равно базе, имеем

$$a = \frac{B \left(\ell/2 - N \Delta F_k / D_f \right)}{\sqrt{N p q}}, \quad b = \frac{B \left(\ell - N \Delta F_k / D_f \right)}{\sqrt{N p q}}.$$

$$g_k = \begin{cases} 1, & N \Delta F_k / D_f > 1/2 \\ 0, & N \Delta F_k / D_f < 1/2 \end{cases} \quad (26)$$

Так как $B \gg 1$, можно записать приближенное равенство т.е. до определенной величины загрузки полосы частот, которая характеризуется произведением $N \Delta F_k / D_f$, вероятность ЭМС практически равна единице, при дальнейшем увеличении загрузки ($N \Delta F_k / D_f > 1/2$) вероятность ЭМС резко устремляется к нулю.

При $m=0$ максимально допустимое количество помех в диапазоне D_f равно

$$N_{\text{доп}} = 2 N \Delta F_k / D_f. \quad (27)$$

Рассмотрим случай, когда m не равно нулю и изменяется от 1 до 2. Зная закон распределения мощности помех $\omega(P) = \beta / P^m$ и соотношение между мощностью помех в i -том канале и его коэффициентом передачи, определим закон распределения $w(K_i)$ i -того канала

$$\omega(K_i) = \beta \cdot K_i^{m-2} / P_0^{m-1}.$$

При этом $P_0 / P_{\text{max}} < K_i < 1$. Тогда средний коэффициент передачи i -того канала будет равен

$$K_{\text{ср}} = \frac{\beta}{m \cdot P_0^{m-1}} \left[1 - \left(\frac{P_0}{P_{\text{max}}} \right)^{m-1} \right],$$

так как $P_{\text{max}} \gg P_0$, получим $K_{\text{ср}} = (m-1)/m$. Следовательно, мощность $P_{\text{вых}}$ будет равна

$$P_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{вх}}}{\ell} \left[(\ell - j) + j K_{\text{ср}} \right] = \frac{P_{\text{вх}}}{\ell} (\ell - j/m),$$

где j - число каналов пораженных помехами.

Приравнивая к $1/2$ коэффициент перед $P_{\text{вх}}$, определим допустимое число пораженных каналов, при котором $K_{\text{нп}}$ равен двум $(\ell - j/m) = \ell/2$. Отсюда $j = m \ell / 2$.

Используя (27), получим простую формулу для определения допустимой загрузки диапазона D_f помехами $N_{\text{доп}} = m D_f / 2 \Delta F_k$.

При этом относительное увеличение загрузки $N_{\text{дс}} / N_{\text{дп}}$ по сравнению с приемниками простых сигналов равно

$$\frac{N_{дс}}{N_{дп}} = \frac{m}{2(1 - \vartheta_{эмс д})}, \quad (28)$$

где $\vartheta_{эмс д}$ - допустимая вероятность ЭМС приемников простых сигналов, $N_{дс}$, $N_{дп}$ - соответственно, допустимое число помех на входе приемников сложных и простых сигналов.

Применение "обеляющих" фильтров позволяет существенно увеличить величину допустимой загрузки диапазона помехами, причем, чем больше требуемая вероятность электромагнитной совместимости, тем больше отношение допустимого числа помех $N_{дс}$ на входе приемников сложных сигналов к допустимому числу помех $N_{дп}$ на входе приемников простых сигналов. Отношение $N_{дс}/N_{дп}$ увеличивается за счет того, что при увеличении требуемой вероятности ЭМС допустимое число помех на входе приемников простых сигналов уменьшается, тогда как допустимое число помех на входе приемников сложных сигналов практически остается неизменным.

Контрольные вопросы:

1. От чего зависит соотношение между частотной, временной и селекцией по форме сигнала?
2. Поясните особенности проявления нелинейных явлений в приемниках простых и сложных сигналов.
3. Почему комбинационная составляющая $2f_n - f_c$ будет иметь тот же закон изменения модулирующего параметра, что и полезный сигнал?
4. Поясните принцип действия «обеляющего» фильтра.
5. Почему при использовании «обеляющего» фильтра возрастает допустимое число помех на входе приемника?

14. Адаптация радиоэлектронных систем

14.1. Характеристика проблемы

Реальная электромагнитная обстановка, в которой эксплуатируются РТС, является нестационарной, а условия работы (дальность до объекта, скорость передачи информации, режим работы и т.д.) постоянно меняются, поэтому характеристики системы могут оставаться оптимальными только в том случае, если производится слежение за изменениями параметров среды, и эти изменения учитываются при дальнейшей работе. Другими словами в каждый момент времени для устранения не оптимальности системы происходит самоподстройка РТС.

Под адаптивной системой мы будем понимать такую систему, которая оптимальным образом реагирует на изменение условий работы и ЭМО.

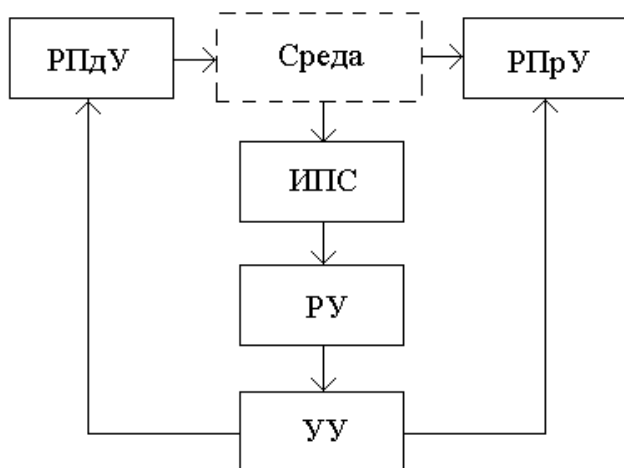


Рис. 70 Функциональная схема адаптивной РТС

в решающем устройстве (РУ), где принимается решение, каким образом изменить параметры системы, чтобы РТС оставалась оптимальной. Управление параметрами системы обеспечивается устройством управления (УУ), которой выработывает сигналы управления параметрами РПДУ, и РПРУ.

На рис. 71 схематично представлены признаки, по которым можно классифицировать методы и средства адаптации. На данной схеме отражены лишь наиболее существенные группы признаков.



Рис. 71 Классификационные признаки адаптации
все системе в целом.

В группу признаков "по параметрам РТС" включены все те, которые так или иначе связаны с изменениями условий работы РТС. Наиболее широко используемыми устройствами адаптации по входному сигналу являются АРУ и АПЧ, которые применяются практически во всех современных РТС. Использование АПЧ дает возможность уменьшить полосу пропускания приемника

Адаптация по дальности может проводится либо за счет автоматическая регулировка мощности (АРМ), либо за счет изменения скорости передачи информации. Положительные черты такой адаптации это экономия энергии, улучшение ЭМС и скрытности РТС.

Примером смены режимов может служить переход из режима поиска в режим сопровождения, производящийся за счёт уменьшения ширины диа-

Обобщенная функциональная схема адаптивной РТС представлена на рис. 70 [2]. Основным элементом данной схемы является измеритель параметров среды (ИПС), который анализирует и выдает информацию об изменяющихся параметрах ЭМО, таких как насыщенность среды электромагнитными излучениями, характере этих излучений, условиях распространения и т.д. Полученная с ИПС информация обрабатывается

Под адаптацией по месту понимается устройство, в котором происходит изменение параметров для подстройки системы к изменяющимся условиям работы. Адаптация может производиться как в отдельном устройстве (РПРУ, РПДУ) так и во

граммы направленности антенны, что в конечном счете позволит уменьшить излучаемую мощность.

14.2. Адаптивные РТС с обратной связью

В РТС с обратной связью (ОС) основная адаптация производится по достоверности. Передача информации производится до тех пор, пока не будет принято решение о том, что информация передана верно.

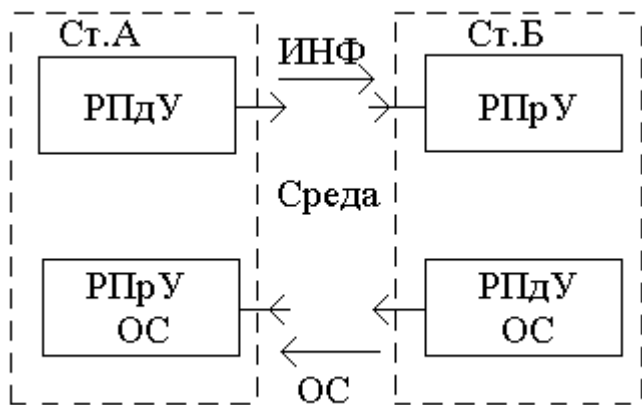


Рис. 72 Общая структурная схема РТС с обратной связью

На рис. 72 представлена общая структурная схема адаптивной РТС. Станция А является источником, а станция В получателем информации.

Различают адаптивные системы с информационной и с решающей обратной связью.

В адаптивных системах с информационной обратной связью решение о повторе передачи информации принимается в передающей ветви РТС. В РТС с решающей

обратной связью – в приёмной.

На рис. 73 изображена функциональная схема адаптивной РТС с информационной ОС. Она содержит источник информации (ИС), кодирующее устройство (КУ), передатчик, линию связи (ЛС), приемник, декодирующее устройство (ДКУ), записывающее устройство (ЗУ) и исполнительное устройство (ИУ), предназначенные для передачи и приема информации по линии связи. Полученная информация записывается в ЗУ, перезапись информации в исполнительное устройство происходит только при подтверждении правильности пе-

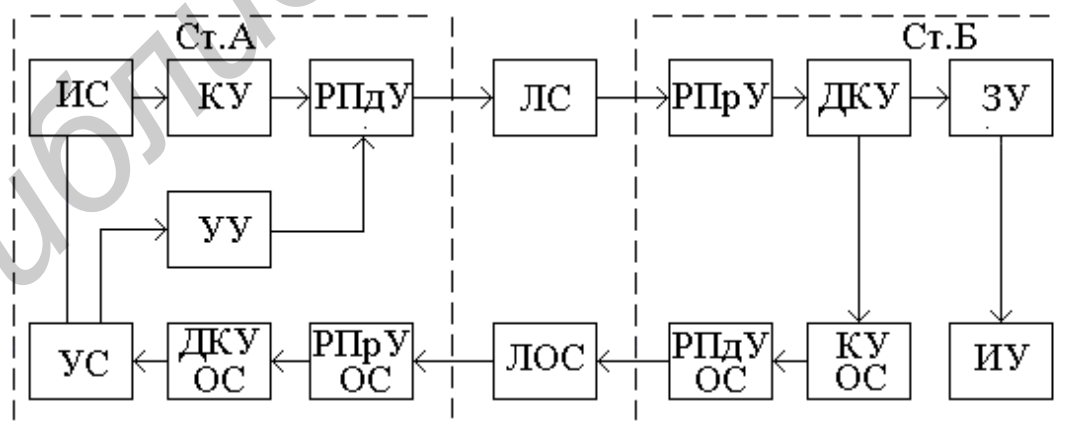


Рис. 73 Функциональная схема РТС и информационной обратной связью. По линии обратной связи получаемая информация возвращается на передающую станцию, где сравнивается с помощью устройства сравнения (УС) с информацией сформированной источником сообщений. Уст-

ройство управления (УУ) в случае ошибочной передачи формирует команду на повтор сообщения.

Достоинство такой системы является точное определение факта искажения сигнала. Однако для этого линия обратной связи должна имеет такую же полосу частот, как и линия связи (общая полоса частот в 2 раза шире), при этом искажения в сигнале могут возникнуть при обратной передаче.

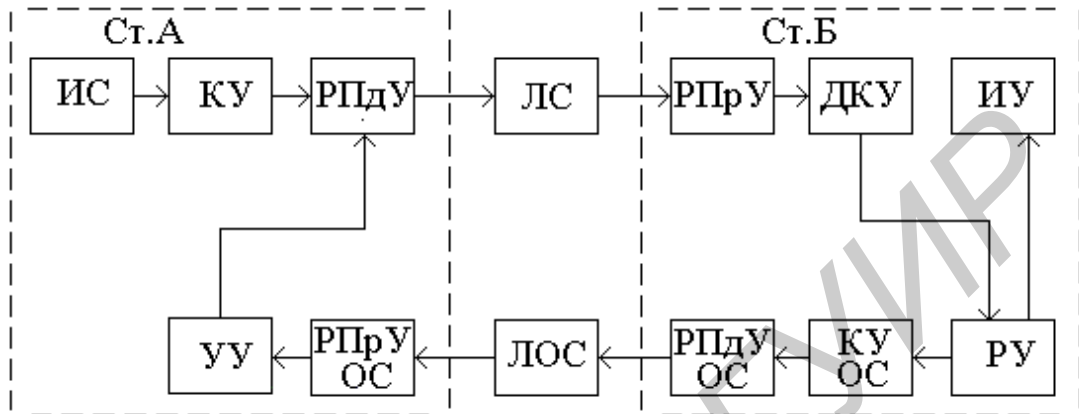


Рис. 74 Функциональная схема РТС и решающей обратной связью

Адаптивная РТС с решающей обратной связью (рис. 74) лишена этих недостатков. Линия ОС в такой системе имеет узкую полосу частот, необходимую лишь для передачи бинарного сообщения, поэтому уровень сигнала в ней будет достаточно высок, что не приведёт к возникновению ошибок при передаче команд, однако существует вероятность ошибки при принятии решения.

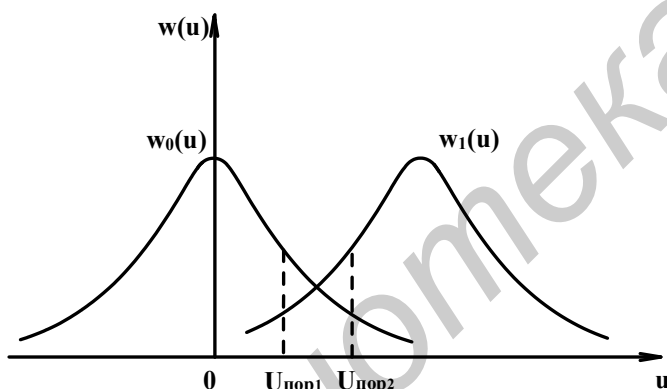


Рис. 75 Плотности распределения уровня сигнала при передаче нуля $w_0(U)$ и единицы $w_1(U)$.

На рис. 75 показаны плотности распределения уровня сигнала на входе решающего устройства при передаче нуля $w_0(U)$ и единицы $w_1(U)$.

Решающее устройство (РУ) является двухпороговым. Если уровень принятого сигнала $U < U_{пор1}$ или $U > U_{пор2}$ (рис. 75) принимается решение, что сигнал передан правильно, в противном случае ($U_{пор1} < U < U_{пор2}$) в противном случае принимается решение о повторной передаче.

14.3. Эффективность адаптации в РТС

Эффективность использования АПЧ. В процессе формирования, распространения и приема сигнала несущая частота изменяет свое первоначальное значение. Причинами такого изменения являются нестабильность частоты передатчика $\delta f_{пер}$, нестабильность частоты гетеродина приемника $\delta f_{гет}$, а также доплеровское смещение частоты для движущихся объектов ΔF_D . Для приема такого сигнала без использования АПЧ полоса пропускания приемника должна

быть увеличена на $\delta f_{nep} + \delta f_{zem} + \Delta F_d$ по сравнению с требуемой полосой ΔF_c согласованной с шириной спектра.

Таким образом полоса пропускания приемника без АПЧ должна быть равной

$$\Delta F_{безАПЧ} = \Delta F_c + \delta f_{zem} + \delta f_{nep} + \Delta F_d$$

Расширение полосы пропускания приводит к увеличению среднего числа помеховых сигналов на выходе приемника и как следствие уменьшению вероятности ЭМС. При использовании АПЧ происходит слежение за отклонениями несущей частоты, в результате частота настройки фильтра приемника всегда совпадает с несущей частотой сигнала, поэтому не требуется расширения полосы пропускания приемника $\Delta F_{сАПЧ} = \Delta F_c$.

Тогда выигрыш от использования АПЧ можно определить следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{\Delta F_{безАПЧ}}{\Delta F_c} = 1 + \frac{\delta f_{zem} + \delta f_{nep} + \Delta F_d}{\Delta F_c}$$

Пример 14.1 Определить выигрыш от использования АПЧ, если задано:

$$f_o = 3 ГГц$$

$$\Delta F_c = 100 кГц, \quad \frac{\delta f_{zem}}{f_o} = 10^{-5}, \quad \frac{\delta f_{nep}}{f_o} = 10^{-5}, \quad V_r = 8 \cdot 10^3 м/с.$$

Определим величину ухода частоты за счет нестабильности:

$$\delta f_{nep} = \delta f_{zem} = \frac{\delta f_{zem}}{f_o} \cdot f_o = 3 \cdot 10^9 \cdot 10^{-5} = 30 кГц.$$

Доплеровская добавка частоты составит:

$$F_d = \frac{V_r}{c} \cdot f_o = \frac{8 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} \cdot 3 \cdot 10^9 = 80 кГц.$$

Получаем выигрыш

$$\varepsilon = 1 + \frac{140}{100} = 2,4.$$

Эффективность использования АРМ. При эксплуатации радиоэлектронной системы передатчик или приемник, которой находится на мобильном объекте, а изменяющиеся расстояние между ними меньше максимальной дальности действия R_{max} , имеется возможность снижать мощность излучения без ущерба качеству функционирования. Такое изменение мощности передатчика осуществляемое в автоматическом режиме называется автоматической регулировкой мощности (АРМ). При использовании АРМ средняя мощность излучения P_{cp} будет определяться средней дальностью R_{cp} ($R_{cp} \leq R_{max}$) до подвижного объекта, а значит P_{cp} всегда будет меньше максимальной мощности излучения P_{max} необходимой для обеспечения предельной дальности действия.

Уменьшение мощности излучения позволяет экономить энергию, улучшать экологическую и электромагнитную обстановку.

Выигрыш от использования АРМ оценивается отношением максимальной мощности к средней.

$$\varepsilon = \frac{P_{max}}{P_{cp}}.$$

Пример 14.2 Определить выигрыш от использования АРМ, если плотность распределения расстояния между передатчиком и приемником равна:

$w(R) = \frac{1}{R_{\max} - R_{\min}}$, что соответствует равномерному перемещению в зоне передачи.

Для определения P_{cp} необходимо найти закон распределения мощности излучения $w(P_u)$.

Сперва выразим мощность излучения P_u через расстояние между передатчиком и приемником R

$$R^2 = \frac{P_u \cdot G_{nep} \cdot G_{np} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 P_o} = A \cdot P_u$$

где $A = \frac{G_{nep} \cdot G_{np} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 P_o}$ постоянный коэффициент.

Тогда $P_u = \frac{R^2}{A}$, $R = \sqrt{AP_u}$, $R_{\max} = \sqrt{AP_{u\max}}$, $R_{\min} = \sqrt{AP_{u\min}}$,

Используя, известную из теории вероятности формулу запишем

$$w(P_u) = w(R) \left| \frac{dP_u}{dR} \right| = w(R) \cdot \left| \frac{dR}{dP_u} \right|$$

где $\frac{dR}{dP_u} = \frac{\sqrt{A}}{2\sqrt{P_u}}$. Подставив, ранее найденные выражения получим

$$w(P_u) = \frac{1}{\sqrt{AP_{u\max}} - \sqrt{AP_{u\min}}} \cdot \frac{\sqrt{A}}{2\sqrt{P_u}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{P_u} \cdot (\sqrt{P_{u\max}} - \sqrt{P_{u\min}})}$$

Далее найдем P_{cp}

$$P_{cp} = \int_{P_{u\min}}^{P_{u\max}} P_u \cdot w(P_u) dP_u = \frac{1}{2 \cdot (\sqrt{P_{u\max}} - \sqrt{P_{u\min}})} \cdot \frac{2}{3} (\sqrt{P_{u\max}^3} - \sqrt{P_{u\min}^3}) = \frac{\sqrt{P_{u\max}^3} - \sqrt{P_{u\min}^3}}{3 \cdot (\sqrt{P_{u\max}} - \sqrt{P_{u\min}})}$$

При, что условия $P_{u\max} \gg P_{u\min}$ получим

$$P_{cp} = \frac{P_{\max}}{3}, \text{ т.е. } \varepsilon = \frac{P_{\max}}{P_{cp}} = 3.$$

Таким образом в результате использования АРМ в среднем в 3 раза удалось снизить мощность излучения

Эффективность использования АРУ. Идеальное АРУ обеспечивает

постоянство выходной мощности РПрУ при превышении входным сигналом порогового уровня (рис. 76). Регулировка происходит за счет уменьшения коэффициента усиления или другими словами за счет «загрубления» приемника. Чем выше уровень входного сигнала, тем меньше коэффициент усиления, что эквивалентно

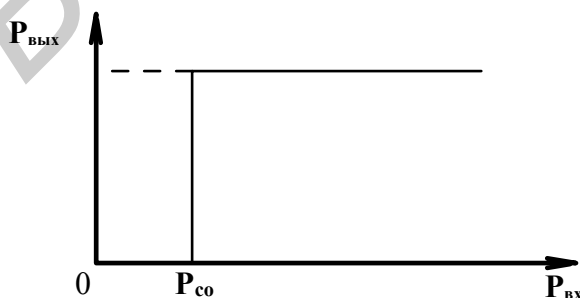


Рис. 76 Идеализированная амплитудная характеристика РПрУ при работе АРУ

увеличению уровня порога, а значит ослаблению действия помех. Таким образом, использование АРУ позволяет уменьшить среднее число помех проникающих на выход приемника. Если мощность выходного сигнала остается постоянной, значит пороговое значение всегда равно мощности полезного сигнала. Определив средний уровень сигнала P_{cp} можно рассчитать среднее число помех $N(P_{cp})$ прошедших на выход:

$$N_{cp}(P_{cp}) = N_{м.с.} \int_{P_{cp}}^{P_{max}} w(P) dP$$

где $w(P_c)$ – плотность распределения вероятности мощности помеховых сигналов, $N_{м.с.}$ - число мешающих сигналов на выходе приемника без АРУ.

Эффективность использования АРУ ε можно оценить отношением $N(P_{cp})/ N_{м.с.}$:

$$\varepsilon = \frac{N_{м.с.}}{N_{cp}(P_{cp})} = \frac{1}{\int_{P_{cp}}^{P_{max}} w(P_c) dP_c}$$

Пример 14.3 Найти выигрыш в ЭМС ε , за счет применения АРУ, работающей по полезному сигналу, плотность вероятности мощности, которого описывается гиперболическим законом с показателем степени 1,5 и динамическим диапазоном $P_{c\max}/ P_{c0}=10^8$, а плотность вероятности мощности помех гиперболическим законом с показателем степени 2 ($P_{n\max}/ P_{c0}=10^{12}$)

Определим среднюю мощность сигнала, учитывая что $P_{c\max} \gg P_{c0}$

$$P_{cp} = \int_{P_{c0}}^{P_{c\max}} P_c w(P_c) dP_c = \int_{P_{c0}}^{P_{c\max}} \frac{P_c \cdot \sqrt{P_{c0}}}{2\sqrt{P_c^3}} dP_c = \frac{\sqrt{P_{c0}}}{2} \int_{P_{c0}}^{P_{c\max}} \frac{1}{\sqrt{P_c}} dP_c = \frac{\sqrt{P_{c0}}}{2} 2(\sqrt{P_{c\max}} - \sqrt{P_{c0}}) \approx \sqrt{P_{c\max} P_{c0}}$$

Рассчитаем величину обратную ε , учитывая что $P_{n\max} \gg P_{c0}$:

$$\frac{1}{\varepsilon} = \int_{P_{cp}}^{P_{n\max}} w(P) dP = \int_{P_{cp}}^{P_{n\max}} \frac{P_{c0}}{P^2} dP = \frac{P_{c0}}{P_{cp}} - \frac{P_{c0}}{P_{n\max}} = \frac{P_{c0}}{\sqrt{P_{c\max} P_{c0}}} - \frac{P_{c0}}{P_{n\max}} \approx \sqrt{\frac{P_{c0}}{P_{c\max}}}$$

тогда выигрыш в ЭМС ε будет равен

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{P_{max}}{P_{c0}}} = \sqrt{10^8} = 10^4$$

Контрольные вопросы:

1. Какая система считается адаптивной?
2. Перечислите основные классификационные признаки адаптации?
3. Каковы достоинства и недостатки адаптивных систем с информационной обратной связью?
4. Каковы достоинства и недостатки адаптивных систем с решающей обратной связью?
5. Поясните принцип принятия решения в адаптивных систем с решающей обратной связью.
6. Какие преимущества с точки зрения ЭМС дает использование АПЧ, АРМ, АРУ?

15. Задания для контрольных работ *

Задание №1

1.1. Паразитная емкость между проводниками 1 и 2 составляет X пФ (рис. 77). Каждый проводник имеет емкость относительно земли 100 пФ. На проводник 1 поступает сигнал переменного напряжения 10В частотой 100 кГц. Какой величины напряжение шумов наводится на проводник 2, если подключенный к его концу резистор R_n :

- имеет бесконечное сопротивление?
- имеет сопротивление 1000 Ом?
- имеет сопротивление 50 Ом?

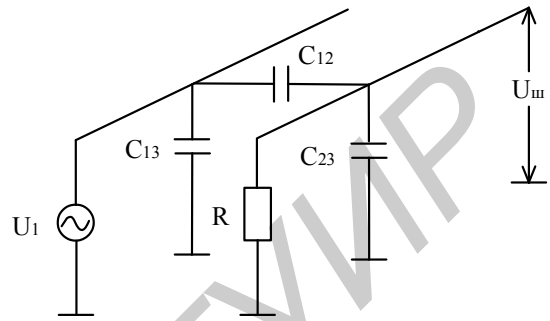


Рис. 77 Емкостная связь между двумя проводниками.

1.2. Экран, из какого материала (бронза, медь, X , сталь) в дальнейшем поле будет иметь наибольший коэффициент поглощения?

1.3. Дано: 1) распределение мощностей мешающих сигналов $W(P) \approx P_0/P^2$ ($P_0 \leq P \leq P_{\max}$). 2) динамический диапазон этих сигналов $P_{\max}/P_0 = 10^{10}$ 3) допустимая вероятность $V_{\text{доп}}$ "сильных" сигналов равна X . Рассчитать коэффициент "сжатия" (в статическом понимании) динамического диапазона радиосигналов.

1.4. Динамический диапазон сигналов больше, чем динамический диапазон приемника. Замечено, что на входе приемника действуют 2 помехи с частотами $F_1=270$ КГц и $F_2=255$ КГц. Каким путем могут образоваться помехи приемнику, настроенному на частоту $F_0=X$ КГц ($\Delta F=12$ КГц) при наименьшем (из возможных) порядке интермодуляции?

Задание №2

2.1. Проводник 2 (рис.78) заключен в заземленный экран. Емкость между этим проводником и экраном составляет 100 пФ. Емкость между проводниками 1 и 2 равна 2 пФ, а между проводником 2 и землей — X пФ. На проводник 1 подается сигнал 10 В частотой 100 кГц. Какое напряжение шумов наводится на проводник 2, если с одного конца к нему подключен резистор

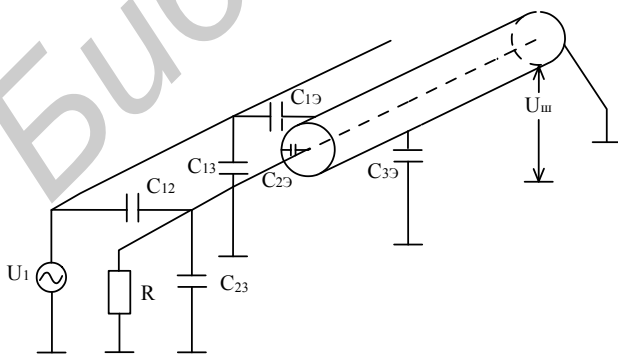


Рис. 78 Емкостная связь при резистивном соединении центрального проводника и шины земли

а) с бесконечным сопротивлением?
б) с сопротивлением 1000 Ом?
в) с сопротивлением 50 Ом?

- с бесконечным сопротивлением?
- с сопротивлением 1000 Ом?
- с сопротивлением 50 Ом?

2.2. Экран, из какого материала (олово, X , никель, свинец, нержа-

вующая сталь) в дальнем поле будет иметь наибольший коэффициент отражения?

2.3. Найти выражение для среднего значения мощности P_{cp} , приходящейся на один источник мешающих сигналов, если дано: 1) распределение мощностей источников $W(P) = 1/P \ln(P_{max}/P_0)$ ($P_0 \leq P \leq P_{max}$) 2) $W(P) = P_0^{0,5}/2P^{1,5}$ ($P_0 \leq P \leq P_{max}$).

2.4. Рассчитать выигрыш в ЭМС, который можно получить за счет применения автоматической регулировки мощности передатчика РТС, работающей на дальности R , которая изменяется с постоянной скоростью, так что вероятностное распределение дальностей будет иметь вид $W(R)=X$ ($R_{min} \leq R \leq R_{max}$).

Задание №3

3.1. Два проводника длиной по 25 см, отстоящие друг от друга на расстояние 2 см, образуют цепь. Эта цепь расположена в магнитном поле напряженностью 10 Гс, изменяющемся с частотой X кГц. Определить максимальное напряжение помех наводимое в контуре.

3.2. Чему равна эффективность экранирования для экрана из алюминия толщиной 0,81 мм, отстоящего на X см от источника электрического поля частотой 10 кГц?

3.3. На каком расстоянии возможно обнаружение по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны работы импульсной РЛС поиска воздушных целей с помощью станции обнаружения СО. 1) Данные РЛС: $R_{max} = 100$ км, $\sigma = X \text{ м}^2$, $P_0 = 10^{-12}$ Вт, $\lambda = 10$ см, уровень боковых лепестков в N раз меньше основного, $G_{рлс} = 1000$; 2) Данные СО: антенна СО - параболоид, диаметр раскрыва которого $d = 3$ м, $P_{0со} = 10^{-9}$ Вт.

3.4. Имеется радиопередатчик, работающий на частоте 1 ГГц. Схема передатчика содержит кварцевый 3Г и умножители частот на $5 \times 5 \times 4 \times X$. На каких частотах в метровом диапазоне волн образуются пики (наибольшие значения) побочных излучений?

Задание №4

4.1. В результате работы мощных транзисторных ключей в источниках питания переключательного типа между выходными зажимами источника питания и корпусом возникает напряжение шумов (на рис. 79 оно обозначено как $U_{ш2}$). Это напряжение может через емкостную связь попадать на расположенную рядом цепь 2; $C_{ш}$ — эквивалентная емкость связи между корпусом и выходными зажимами источника питания. Для указанной конфигурации схемы определите и изобразите графически отношение $u_{ш2}/u_{ш1}$ в виде функции частоты (конденсаторы C , показанные штриховыми линиями, в расчет можно не принимать).

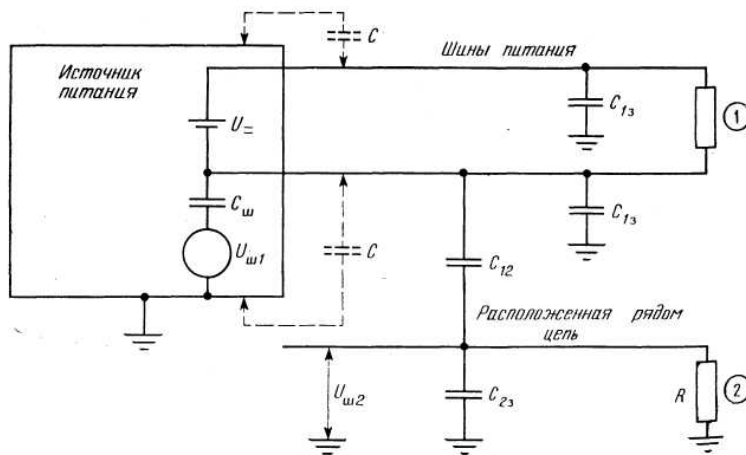


Рис. 79 Схема подключения источника питания

мешающих импульсов с плотностью $\lambda = 10^4$ имп/сек. Найти длительность строба $T_{\text{стр}}$, при которой вероятность прохождения одного или больше ($\vartheta_{\geq 1}$) импульсов не превышала бы $\vartheta_{\geq 1} = X$.

4.4. Рассчитать выигрыш в ЭМС, за счет применения АРУ, работающей по полезному сигналу, плотность вероятности мощности, которого описывается законом Шеннона ($P_{\text{с max}}/P_{\text{с0}}=10^8$), а закон распределения мощности помех является гиперболическим с показателем степени X и динамическим диапазоном $P_{\text{п max}}/P_{\text{с0}}=10^{12}$.

Задание №5

5.1. Для условий задачи 4.1 учитывая конденсаторы C , подключенные между зажимами источника питания и корпусами, укажите:

- как они влияют на связь по шумам?
- как следует экранировать провода питания, чтобы улучшить характеристику по шумам?

5.2. Вычислите потери на поглощение магнитного поля частотой X кГц тремя различными медными экранами толщиной 0,51, 1,02 и 1,52 мм.

5.3. Работает временный фильтр с нерегулярным стробированием, на входе которого действует пуассоновский поток мешающих импульсов с плотностью $\lambda = X$ имп/с. Требуется, чтобы вероятность прохождения двух и более импульсов $\vartheta_{\geq 2}$ через этот фильтр не превышала $\vartheta_{\geq 2} = 0.1$. Рассчитать для этого случая длительность строба (полосу пропускания временного фильтра).

5.4. Рассчитать выигрыш β в полосе пропускания за счет автоматической подстройки частоты при следующих данных: $F_0 = 10$ ГГц, $F_c = X$ МГц, $\delta f/f_0 = 10^{-5}$ для передатчика и гетеродина приемника, максимальная скорость движения объекта $V = 8000$ м/с.

4.2. Экран отстоит от источника электрического или магнитного поля на X см. Начиная с какой частоты, следует применять уравнения дальнего поля?

4.3. Работает временный фильтр с нерегулярным стробированием, на входе которого действует пуассоновский поток

Задание №6

6.1. Чему равна величина полного характеристического сопротивления экранов из серебра, латуни и нержавеющей стали на X кГц?

6.2. Найти аппроксимацию ДН антенны функцией $(\sin x/x)^m$, если уровень первого бокового лепестка $-X$ дБ.

6.3. Плотность γ заполнения диапазона частот излучениями равномерна и равна для данной ЭМО $\gamma=10^{-5}$ источников/Гц. Какой должна быть допустимая полоса $\Delta F_{\text{доп}}$ пропускания приемника, чтобы вероятность $\mathcal{Q}_{\geq 2}$, соответствующая возникновению интермодуляции не превышала X .

6.4. РТС мобильной связи работает на частоте, совпадающей с каналом промежуточной частоты РЛС обзора пространства. Преселектор приемника РЛС обеспечивает затухание по каналу промежуточной частоты на 50 дБ. РТС связи работает непрерывным сигналом; мощность передатчика $P = 40$ Вт, к.н.д. антенны равен единице, поляризация вертикальная. Рассчитать минимальное расстояние D_{min} между РПДУ связной РТС и РЛС, при котором помехи для РЛС будут в допустимых пределах ($P_n < P_{\text{рлс}}$). Дальность до цели $R=100$ км, $b_{\text{ц}}=X$ м², средняя мощность РЛС - 30 Вт, скважность работы $T_{\text{с}}/T_{\text{п}}=10^{-3}$, поляризация круговая.

Задание №7

7.1. Учитывая только потери на поглощение, рассмотрите вопрос о конструировании экрана, обеспечивающего ослабление действия поля частотой X Гц на 30 дБ.

7.2. Определить КНД антенны ФАР размером $L_{\alpha} * L_{\beta}=3 \times 3$ (м); $\lambda=X$ см, если угол отклонения главного лепестка $\beta =40^{\circ}$?

7.3. На самолете установлен радиовысотомер больших высот ($H_{\text{max}}=X$ км). Рассчитать при какой допустимой плотности источников излучения $\rho_{\text{доп}}$ [ист/км] на земле вероятность нарушения работы, которое произойдет при попадании в диаграмму направленности антенны радиовысотомера одного или более источников, была бы не больше 0,1. Известно, что ширина диаграммы направленности антенны высотомера $\Delta\theta=5,7^{\circ}$.

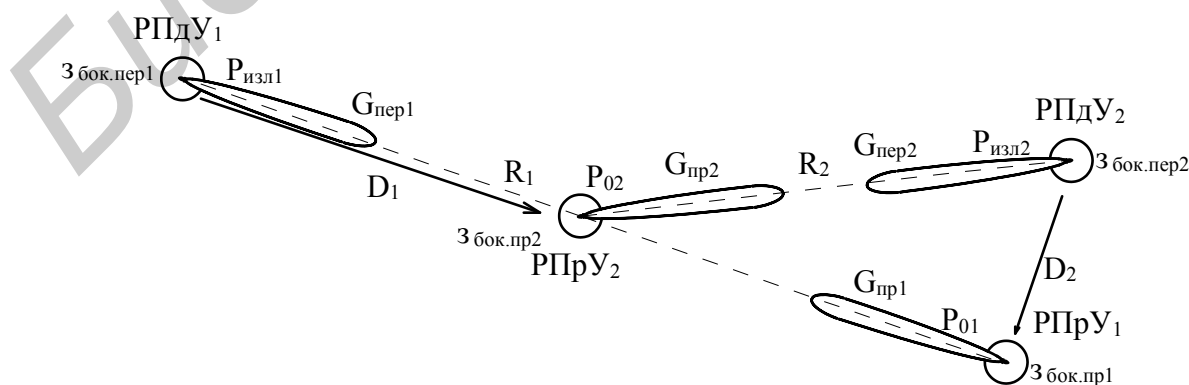


Рис. 80 Модель мешающего взаимодействия по главному и боковым лепесткам диаграммы направленности двух РТС передачи информации

7.4. Взаимное расположение двух одностипных элементарных систем связи РТС₁ и РТС₂ с дальностью действия 100 км в общем соответствует схеме, показанной на рис. 80. Рассчитать максимальную дальность воздействия НРП принимаемых по боковым лепесткам РПрУ₁, в сторону которого направлен главный лепесток РПДУ₂. Если известны чувствительности приемников $P_{01} = 10^{-6}$ Вт, $P_{02} = 2 \cdot 10^{-6}$ Вт, $K_{31} = 40$, $K_{32} = 60$, диаметры антенн $d_{пр1} = d_{пр2} = X$ м, $d_{пер1} = d_{пер2} = 1,5$ м, $f_0 = 3$ ГГц, $q_{доп} = 10$, уровень боковых лепестков принять равным $1/G_0$.

Задание №8

8.1 Определите глубину скин-слоя и потери на поглощение в латунном экране толщиной X мм на следующих частотах: 0,1; 1,0; 10 и 100 кГц.

8.1 Будет ли облучаться основным лепестком диаграммы направленности ФАР антенна приемника РТС, находящаяся под углом 45° к оси ФАР, если угол сканирования ФАР составляет 50° . Длина ФАР $L = 3$ м, $\lambda = X$ см?

8.1 Какое минимальное время $T_{мин}$ потребуется для получения одиночного изображения на экране индикатора панорамного измерителя двухсигнальной избирательности при фиксированном уровне напряжения сигналов на входе используемого РПрУ. При этом известно: диапазон частот $D_f = 5$ МГц; полоса пропускания приемника $\Delta F = X$ кГц; требуется иметь практически неискаженное (без проявлений динамического эффекта) изображение, содержащее информацию до 10 порядка интермодуляции ($m = 5$, $n = 5$); соотношение $T_1 / T_2 = 200$.

8.1 Для условия задачи 7.4 рассчитать максимальную дальность воздействия НРП принимаемых по боковым лепесткам РПрУ₂, в сторону которого направлен главный лепесток РПДУ₁, а также дальность взаимного воздействия по боковым лепесткам РПДУ₂ на РПДУ₁ и РПДУ₁ на РПрУ₂.

Задание №9

9.1 Вычислите эффективность экранирования для медного экрана толщиной 0,381 мм, расположенного на расстоянии X см от источника магнитного поля частотой 10 кГц?

9.2 Найти полосу частот, занимаемую передатчиком РЛС, если $\tau_{и} = 0,5$ мкс, относительная нестабильность передатчика 10^{-7} , $f_0 = X$ ГГц.

9.3 Работает временный фильтр с нерегулярным стробированием, на входе которого действует пуассоновский поток мешающих импульсов с плотностью $\lambda = 10^5$ имп/с. Требуется, чтобы вероятность прохождения двух и более импульсов $V_{\geq 2}$ через этот фильтр не превышала $V_{\geq 2} = X$. Рассчитать для этого случая длительность строба (полосу пропускания временного фильтра).

9.4 В полосе пропускания РПУ сложных сигналов с базой $B = 1023$ на частотах f_1 и f_2 действует две ФМн помехи, с равной мощностью и шириной спектра. Во сколько раз отличается мощность интермодуляционных помех $2f_1$ -

f_2 и $2f_1 - f_c$ на выходе РПУ, где f_c - частота полезного сигнала, если ширина спектра помех равна ширине спектра полезного сигнала, а мощность помехи на частоте f_2 в X раз больше мощности сигнала.

Задание №10

10.1. Чему равны потери на отражение в медном экране толщиной 0,0254 мм для электрического поля частотой X Гц? Чему будут равны потери на отражение, если толщина экрана увеличится до 0,254 мм?

10.2. На малоразмерном объекте находятся три передатчика с частотами настройки $f_1 = X$ МГц, $f_2 = 500$ МГц, $f_3 = 300$ МГц. Возможно ли нарушение нормальной работы радиопередатчика из-за интермодуляции и какого из них?

10.3. В дуэльной ситуации, схема которой показана на рис.81 имеет место сильное мешающее действие на РПрУ (по зеркальной частоте) со стороны РПДУ.

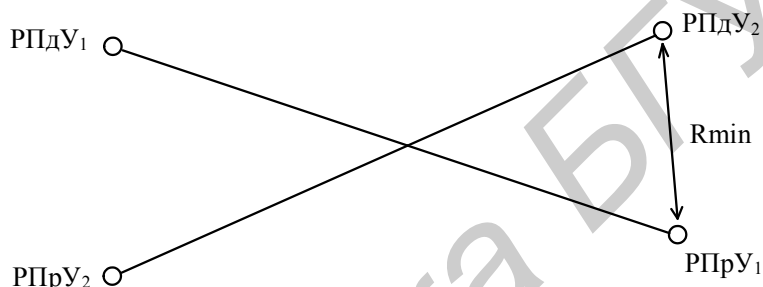


Рис. 81 Схема взаимодействия двух РТС

Требуется рассчитать расстояние R_{min} , при котором уровень помех от РПДУ не превзойдет допустимого уровня по зеркальному каналу - $P_{оз}$ приемника РТС. Другие данные: 1) Подавление зеркального канала в РПрУ - 70 дБ; 2) обе РТС однотипны, имеют ненаправленные антенны с вертикальной поляризацией, используются непрерывные сигналы с одинаковой шириной спектра; 3) отношение $\lambda_1/\lambda_2 = 0,8$; 4) расстояние $R = 100$ км; 5) требуемое отношение с/п на выходе РПрУ не меньше 5.

10.4. Допустимое число помех, действующих на входе приемника простого сигнала 0,05. Во сколько раз изменится его на входе приемника сложных сигналов с «обеляющим» фильтром, если плотность распределения вероятности мощности помех описывается гиперболическим законом с коэффициентом 1,5, а допустимая вероятность ЭМС равна X ?

* В каждой задаче вместо символа X необходимо вставить значение соответствующее заданному варианту из таблицы 9.

Табл. 9 Варианты значений данных к контрольным заданиям

№ задания	№ задачи	Параметр	Номер варианта			
			1	2	3	4
1	1	C_{12} [пФ]	15	20	25	30
	2	материал	олово	серебро	латунь	никель
	3	$B_{доп}$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
	4	F_0 [кГц]	290	295	300	305
2	1	C_{23} [пФ]	3	5	10	15
	2	материал	алюминий	бронза	медь	серебро
	3	-	-	-	-	-
	4	$w(R)$	$1/(R_{max}-R_{min})$	$1/(R_{max}^{1.5}-R_{min}^{1.5})$	$1/(R_{max}^2-R_{min}^2)$	$1/(R_{max}^{2.5}-R_{min}^{2.5})$
3	1	F [кГц]	40	60	80	100
	2	r [см]	15	25	35	50
	3	σ	1	5	10	30
	4	X	2	3	4	5
4	1	-	-	-	-	-
	2	r [см]	10	15	25	50
	3	$\vartheta_{\geq 1}$	0,15	0,1	0,05	0,01
	4	m	1,25	1,5	1,75	2
5	1	-	-	-	-	-
	2	F [кГц]	1	10	100	1000
	3	λ	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
	4	F_c [МГц]	0,1	0,2	0,3	0,5
6	1	F [кГц]	10	60	80	100
	2	X	-5	-10	-15	20
	3	$\vartheta_{\geq 2}$	0,1	0,05	0,01	0,005
	4	$b_{ц}$	1	5	20	100
7	1	F [Гц]	60	200	800	1000
	2	λ [см]	1,5	3	8	10
	3	H_{max}	25	20	15	10
	4	$d_{пр1}$ [м]	0,5	1	1,5	2
8	1	t [мм]	0,5	1	1,5	2
	2	λ [см]	1,5	3	8	10
	3	ΔF [кГц]	10	15	30	50
	4	$d_{пр1}$ [м]	0,5	1	1,5	2
9	1	r [см]	2	20	50	200
	2	f_0 [Гц]	1	6	9	12
	3	$\vartheta_{\geq 2}$	0,1	0,05	0,01	0,005
	4	P_2/P_c	250	500	1000	2000
10	1	F [кГц]	0,5	1	2	5
	2	f_1 [МГц]	100	200	400	800
	3	R [кМ]	50	70	100	150
	4	$\vartheta_{0 доп}$	0,85	0,9	0,95	0,97

Литература

1. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств Учеб. пособие / Апорович А.Ф., -Мн.: Бестпринт, 2003.-308 с.
2. Апорович А.Ф. Проектирование радиотехнических систем. Учеб. пособие . - Мн.: Выш.шк. 1988. - 221 с.
3. Апорович А.Ф. Статистическая теория электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Под ред. В.Я.Аверьянова. - Мн.: Наука и техника, 1984.-215 с.
4. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств Учеб. пособие в 9-ти частях./ А.Ф.Апорович, М.В. Березка, А.М. Бригидин, и др.: - Мн.: МРТИ-БГУИР, 1991 -1999 г.
5. Кереселидзе Е.В. Средняя мощность помех на выходе приемников сложных // Межвед. сб. "Вопросы обработки сигналов в системах пассивной радиолокации" N4(X)- Таганрог :ТРТИ 1987.
6. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств Учеб. пособие. Сборник упражнений. / А.Ф. Апорович, Г.Н. Демидович, Е.В. Кереселидзе, и др.: -Мн.: МРТИ, 1993. –47 с.
7. ГОСТ 23611-88. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения.
8. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. - Л.: Судостроение, 1986.-264 с.
9. Егоров Е.И. и др. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи / Е.И.Егоров, Н.И.Калашников, А.С.Михайлов. - М.: Радио и связь,1986.-304 с.
10. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах: Пер. с англ./ Под ред. М.В.Гальперина. - М.: Мир, 1979. - 317 с.
11. Радиосистемы передачи информации: Учеб. Пособие для вузов / Тепляков И.М., Рошин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А.; Под ред. Теплякова И.М., - М.: Радио и связь, 1982.-264 с.
12. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. - М.: Сов. Радио. Вып. 1, 1977. - 352 с; вып. 2, 1978. - 272 с; вып. 3, 1979. - 464 с.
13. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
14. Бадалов А.Л., Михайлов А.С. Нормы на параметры ЭМС РЭС: Справочник. - М.: Радио и связь. 1990. - 272 с.

Учебное издание

Евгений Владимирович Кереселидзе

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

по курсу

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

для студентов радиотехнических специальностей заочной и дистанционной
форм обучения

Редактор _____

Корректор _____

Компьютерная верстка _____

Подписано в печать 01.01.2005. Формат 60x84 1/16. Гарнитура «Таймс».

Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура Таймс. Усл. печ. л. 6. Уч.- изд. л. 3,0.

Тираж 100 экз.

Заказ 162.

Издатель и полиграфическое исполнение:

Учреждение образования

«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»

Лицензия ЛП № 156 от 05.02. 2001.

Лицензия ЛВ № 509 от 03.08. 2001.

220013, Минск, П.Бровки, 6.