

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ**

**«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ (МГТУ ГА)»**

**Кафедра технической эксплуатации радиоэлектронного
оборудования воздушного транспорта**

С.Б. Стукалов

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

Учебное пособие

Утверждено Редакционно-
издательским советом МГТУ ГА
в качестве учебного пособия

Москва
2019

УДК 621.396 (075.8)

ББК 0561.5

С-88

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Московского государственного технического университета ГА

Рецензенты:

Яманов Д.Н. (МГТУ ГА) – канд. техн. наук, доцент

Крескиян С.В. (БГАА) – доц., доц. каф. ТЭА и РО

Стукалов С.Б.

С-88 Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем: учебное пособие. / С.Б. Стукалов. — Воронеж: ООО «МИР», 2019. — 64 с.

ISBN 978-5-6042751-5-3

Данное учебное пособие издается в соответствии с рабочей программой дисциплины «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем» для студентов направления 25.05.03 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования», дисциплине «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем»

В учебном пособии излагаются основные теоретические положения электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем (РЭС). Представлены основные понятия электромагнитной совместимости, классификация помех, создаваемых радиоэлектронным системам. Рассмотрены характеристики функционирования технических устройств РЭС. Проанализированы характеристики антенно-фидерных устройств РЭС, радиопередающих устройств, радиоприемных устройств. Дано описание воздействия помех на радиоприемные устройства. Рассмотрены вопросы проявления эффектов действия помех на радиолокационные системы.

Рассмотрено и одобрено на заседании кафедры 15.01.2019 г. и методического совета 22.01.2019 г.

ББК 0561.5

Св. тем. план 2019 г.

поз. 22

СТУКАЛОВ Сергей Борисович

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
Учебное пособие

В авторской редакции

Подписано в печать 12.03.2019 г.

Формат 60x80/16 Печ. л. 3 Усл. печ. л. 2,79

Заказ 437/040949 Тираж 30 экз.

Московский государственный технический университет ГА
125993 Москва, Кронштадтский бульвар, д.20

Отпечатано ООО «МИР»

394033, г. Воронеж, Ленинский пр-т 119А, лит. Я, оф. 215

© Московский государственный
технический университет ГА, 2019

Введение

Гражданская авиация является одной из основных частей транспортной системы общества, от четкой и непрерывной работы которой зависит обеспечение потребностей людей и народного хозяйства в воздушных перевозках. Успешное решение задач, поставленных перед авиацией, обеспечивается оснащением её новыми типами самолетов и вертолетов, новыми бортовыми комплексами пилотажно-навигационного оборудования, наземными автоматизированными системами управления воздушным движением.

Решение задач гражданской авиации (ГА) в настоящее время невозможно осуществить без применения радиоэлектронных систем (РЭС). Однако, применение большого количества РЭС приводит к перенасыщению радиочастотного пространства электромагнитными излучениями во всем диапазоне частот. А воздействие на РЭС многочисленных источников промышленных радиопомех ограничивает эффективность совместной работы таких систем.

При эксплуатации радиоэлектронных систем гражданской авиации необходимо отыскивать пути обеспечения совместного функционирования РЭС с требуемым качеством в условиях ограниченного частотного, временного и территориального ресурсов. Впервые такую задачу ограничения частотного ресурса решил русский военный связист капитан Г. Г. Игнатьев в 1880 г. для одновременной передачи телефонных и телеграфных сигналов по одному проводу путем применения электрических фильтров, состоящих из индуктивных катушек и конденсаторов.

Современное радиоэлектронное оборудование (РЭО) ГА - сложные комплексы радиотехнических устройств и систем, являющихся основными информационно-измерительными устройствами как на борту воздушного судна (ВС) (рис.1.1), так и в системах управления воздушным движением (УВД) (рис.1.2).



Рис.1.1 – Оборудование кабины воздушного судна

На различных этапах полет ВС обеспечивается работой более 20 наземных и бортовых радиоэлектронных средств, работающих зачастую одновременно.



Рис.1.2 – Отображение информации в системах УВД

Степень снижения достоверности и своевременности представления информации со стороны РЭС экипажам ВС и (или) диспетчерскому составу службы движения может привести к снижению уровня безопасности полетов. Значительное количество предпосылок к летным происшествиям вызвано сложной электромагнитной обстановке (ЭМО), в которой функционирует РЭО ГА (рис.1.3), а также неправильной эксплуатацией РЭО в сложной электромагнитной обстановке.



Рис.1.3 – Электромагнитные поля, образуемые наземным и бортовым электрическим и радиотехническим оборудованием

Тенденция к росту числа РЭС на борту ВС и на земле, переход на современную элементную базу позволяют сделать вывод об актуальности решения проблем ЭМС.

1. Основные понятия и характеристики электромагнитной совместимости РЭС. Классификация электромагнитных помех

Под *электромагнитной совместимостью* радиоэлектронных средств понимают способность РЭС одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них *непреднамеренных* радиопомех не создавая недопустимых радиопомех другим электронным средствам. У электромагнитным помехам относят электромагнитные процессы, которые ухудшают или могут ухудшить качество функционирования технических средств (радиоэлектронных средств, электрической сети, приборов и устройств потребителей).

Радиопомехи лежат в полосе частот от единиц герц до тысяч гигагерц. Условно электромагнитные помехи можно разделить на помехи естественного происхождения, искусственного и шумы (рис. 1.4).

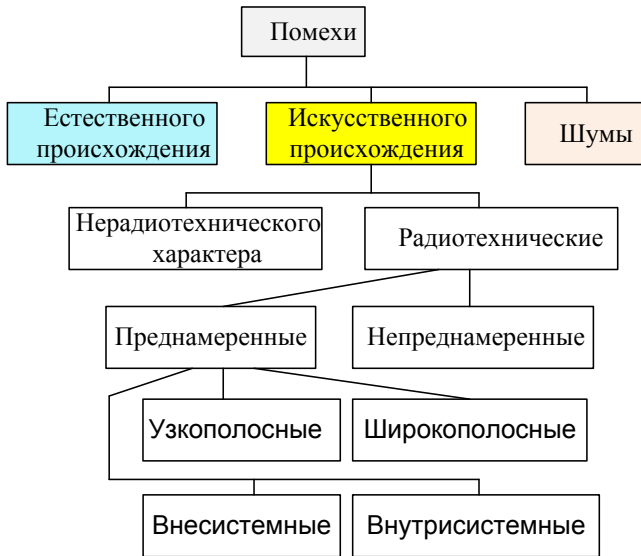


Рис. 1.4 – Классификация электромагнитных помех

Причины, порождающие появление радиопомех, весьма разнообразны. Они могут быть внутренними и внешними по отношению к радиоэлектронным системам. Внутренние обусловлены действием внутренних шумов приемного, передающего каналов и антенных систем. Внешние причины обуславливают появление внешних радиопомех естественного и искусственного происхождения. К первым относятся электромагнитное излучение Солнца,

Луны, планет и земной поверхности, околоземного пространства и метеорообразований. К помехам искусственного происхождения относятся электромагнитные излучения различных технических устройств и систем, в том числе радиоэлектронных, а также отражения электромагнитных волн от различных объектов: земной и водной поверхности, метеорообразований и т.д.

Шумовое радиоизлучение обусловлено шумами элементов схемы радиопередатчика. Параметрами шумового излучения являются спектральная плотность мощности (напряжения), отношение спектральной плотности мощности (напряжения) к мощности (напряжению) основного излучения, частота [1].

Источниками шума в передатчике являются электровакуумные приборы, сопротивления, конденсаторы и другие элементы схемы передатчика. Различают тепловую природу возникновения шума в элементах схемы, вызванного хаотическим движением свободных электронов внутри элементов и названного тепловым шумом. Спектр теплового шума простирается от нуля до миллиметровых волн. Спектральная плотность существенно зависит от температуры элементов схемы и мало зависит от частоты, незначительно уменьшаясь с ее увеличением [2]. Для всех частот до сантиметрового диапазона включительно спектральная плотность теплового шума

$$S_T = \frac{1}{\pi} r k T,$$

где r — сопротивление, Ом; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Дробовой шум представляет собой флуктуации протекающего через электровакуумные приборы тока, связанные с дискретной природой электрического тока и нерегулярностью последовательности движения электронов внутри прибора. Для электронных ламп спектральная плотность дробового шума

$$S_{\text{др}}(\omega) = \frac{1}{2\pi} e I_0 k_o^2 M(\omega\tau_0)$$

где e — заряд электрона; I_0 — среднее значение тока, протекающего через лампу; k_o^2 — коэффициент депрессии, $M(\omega\tau_0)$ — функция, учитывающая частоту ω и время τ_0 пролета электронов.

В настоящее время снижение шумовых излучений наиболее важно в системах радиосвязи. В качестве возбудителей частоты в передатчиках радиосвязи широко применяют синтезаторы частоты, которые в своем составе имеют автогенераторы, преобразователи, умножители и усилители частоты, т. е. устройства с присущими шумовыми колебаниями. Огибающая энергетического спектра шумовых колебаний с удалением от несущей частоты спада-

ет относительно медленно. Составляющие спектра шумовых колебаний имеют дискретный характер. Проходя через узкополосный фильтр, выделяющий несущую частоту, сформированную синтезатором частоты, шумовые колебания не только усиливаются последующими каскадами передатчика, но их спектр значительно расширяется благодаря работе этих каскадов в режиме с отсечкой анодного тока. Уровень усиленных шумовых колебаний значительно превосходит уровень шума, возникающего непосредственно в усилительных каскадах передатчика.

Помехи *искусственного* происхождения имеют радиотехнический характер происхождения и нерадиотехнический. Радиотехнические помехи делят на преднамеренные и *непреднамеренные*. Первые создаются специально для нарушения работоспособности радиоэлектронных систем. *Непреднамеренные* радиопомехи это помеховые электромагнитные процессы, обусловленные штатной работой радиотехнических и электротехнических устройств.

Преднамеренные радиопомехи создаются действиями с целью подавления работы радиотехнических систем. Для их создания применяются различные специальные средства и устройства: станции и передатчики помех, дипольные, уголковые и линзовые отражатели, радиолокационные ловушки и др. Создание помех возможно также преднамеренным воздействием на среду распространения электромагнитных волн, излучаемых и принимаемых РЛС, например, ионизацией этой среды. Преднамеренные радиопомехи являются наиболее опасными для радиолокационных систем.

Классификация преднамеренных радиопомех может быть осуществлена по различным и достаточно многим признакам. Например, по диапазону занимаемых частот, по системному способу формирования, конечному эффекту воздействия, соотношению ширины спектра помехового сигнала и полосы пропускания приемных каналов и др. По диапазону занимаемых частот могут быть узкополосные и широкополосные. По способу формирования преднамеренные радиопомехи могут быть внутрисистемные и внесистемные. По характеру действия могут быть активными, пассивными и активно-пассивными (комбинированными).

Активные организованные радиопомехи создаются специальными передатчиками и станциями радиопомех, излучающими помеховые радиосигналы различной структуры.

Пассивные преднамеренные радиопомехи возникают вследствие отражения электромагнитных волн, излучаемых РЛС от преднамеренно создаваемых образований (облаков или полос дипольных, уголковых или линзовых отражателей, аэрозолей и др.).

Активно-пассивные (комбинированные) преднамеренные радиопомехи образуются за счет отражения электромагнитных волн, излучаемых станцией активных радиопомех в направлении искусственного (облако дипольных отражателей) и естественного (поверхность земли) образования.

В зависимости от конечного эффекта воздействия на системы активные и пассивные радиопомехи подразделяют на маскирующие и имитирующие.

При действии маскирующих помех на входе приемного канала образуется мешающий фон, который исключает или затрудняет извлечение полезной информации. Маскирование может быть осуществлено по одному или нескольким параметрам: несущей и (или) доплеровской частоте, фазе, времени задержки отраженного сигнала и др. Примером активных маскирующих помех являются непрерывные шумовые помехи, а пассивных - облака дипольных отражателей. В зависимости от соотношения ширины спектра радиопомехи и полосы пропускания подавляемого канала системы радиопомехи подразделяют на прицельные и заградительные. Прицельные помехи имеют ширину спектра, соизмеримую или равную ширине полосы пропускания подавляемого канала, например, приемника РЛС или узкополосного доплеровского фильтра канала сопровождения по скорости. Заградительные радиопомехи имеют ширину спектра, существенно (в 10 и более раз) превышающую полосу пропускания подавляемого канала.

В группе активных организованных радиопомех в зависимости от закона изменения параметра различают: детерминированные (неслучайные) и случайные, непрерывные и импульсные, немодулированные и модулированные радиопомехи.

Детерминированные помехи - это электромагнитные колебания, описываемые определенной функцией времени. К ним относятся, например, непрерывные немодулированные высокочастотные синусоидальные колебания или непрерывные колебания, модулированные по амплитуде по закону синуса или косинуса.

Случайные помехи - это электромагнитные колебания, параметры которых (или хотя бы один из них) изменяются во времени по случайному закону. Примером таких помех являются шумовые помехи (широкополосные или узкополосные).

Приведенная классификация помех не является абсолютно полной. Развитие средств и методов защиты от воздействия помех сопровождается непрерывным появлением новых типов помех и совершенствованием уже известных.

При рассмотрении возможных помех в аэропортах проводят сопоставительный анализ каналов излучения и приема. Оценка уровня помех производится как для непреднамеренных электромагнитных помех, сосредоточенных во времени и по спектру, так и для сосредоточенных помех. При этом рассматриваются узкополосные и широкополосные случайные процессы. Известно, что помехи, сосредоточенные по спектру, представляет собой ансамбль узкополосных сигналов, излучаемых различными РЭС. Результаты воздействия непреднамеренных электромагнитных помех различного вида могут проявляться в виде «сетки» на экране индикаторного устройства, секторных заставок, мерцаний, ложных отметок, сплошных заставок (рис.1.5),

помех в виде «снега» в динамиках и прочих нежелательных явлений (рис.1.6).

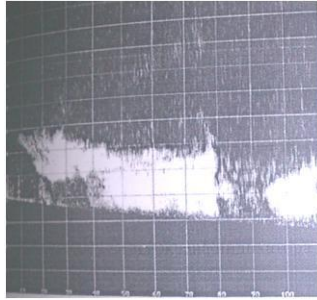
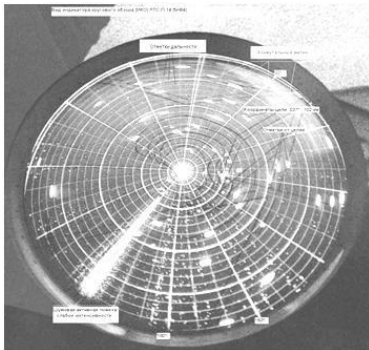
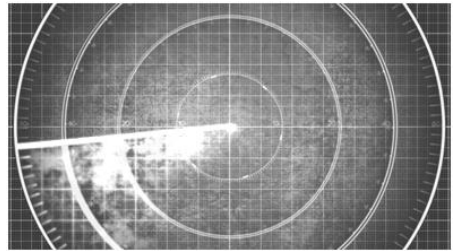


Рис. 1.5 – Индикатор РЛС при наличии помех в виде сплошных заставок



а).



б).

Рис.1.6. – Индикатор РЛС при наличии помех в виде ложных отметок (а), в виде «снега» (б)

Задача оценки их уровня сводится к определению удельной энергии помехи.

Вопросы для самопроверки

1. Дайте определение электромагнитной совместимости РЭС.
2. Дайте физическое обоснование природы тепловых шумов.
3. Поясните механизм возникновения паразитных излучений.
4. Поясните, как возникают непреднамеренные радиопомехи.
5. Поясните природу возникновения тепловых шумов.

2. Характеристики функционирования технических устройств РЭС

2.1. Характеристики антенно-фидерных устройств РЭС

Антенно-фидерные устройства (АФУ) являются составной частью радио-передающих и радиоприемных устройств. С помощью антенн осуществляется излучение и (или) прием радиоволн. Параметры АФУ существенно влияют на характеристики ЭМС, а параметры радиочастотного спектра определяют характеристики, учитываемые при анализе электромагнитной обстановки и решении задач обеспечения ЭМС РЭС ГА. К таким параметрам относятся направленность и усиление антенн, их поляризация, связь между антеннами. Большое число РЭС ГА различного назначения определяет и значительное число антенн (рис.2.1), имеющих разные диаграммы направленности (ДНА), параметры, конструкцию, частотные характеристики.



а).



б).

Рис.2.1 – Антенна самолетного ответчика (а) и антенна радиолокационной станции (б)

При анализа влияния антенно-фидерных устройств на ЭМС учитывают коэффициент направленного действия, коэффициент усиления антенны по направлению. С учетом ширины диаграммы направленности и поляризационных характеристик эти параметры используются для оценки мощности принимаемых сигналов.

Для обеспечения ЭМС необходимо учитывать взаимную ориентацию антенн. При оценке режимов сканирования используется геометрическая вероятность совпадения осей главных лепестков ДНА, а также геометрические вероятности ситуационных моделей, определяемых при возможном совпадении осей главных лепестков ДНА и боковых лепестков ДНА (рис.2.2).

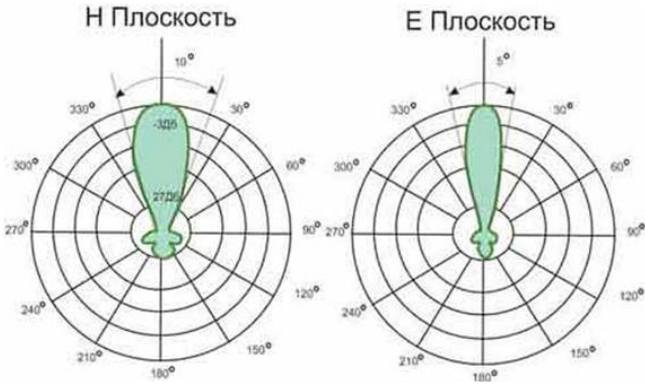


Рис.2.2 – Типовая диаграмма направленности антенны бортового РЭС

Уровень внутрисистемных помех в комплексе РЭС ВС в значительной степени зависит от степени связи между передающими и приемными антеннами бортового РЭО. При большом числе антенн (20...30 и более) и малых расстояниях между ними степень связи определяется многими факторами: величиной расстройки между частотой передатчика и частотой настройки приемника, особенностями конструкций и местом размещения антенн, наличием и формой проводящих препятствий для распространения электромагнитного поля между антеннами, размещением антенны в ближней или дальней зоне распространения поля и др. В связи с этим возникает сложная задача обеспечения затухания поля между антеннами.

Важным параметром, характеризующим изменение импеданса антенны по диапазону частот гармоник, является коэффициент стоячей волны на входе приемника. При изучении данного материала необходимо обратить внимание на особенности учета типа облучателя, уровней боковых и заднего лепестков ДНА, зависимости ширины основного лепестка ДНА от частоты излучаемых колебаний, влияния экранирующих свойств корпусов, характеристики волноводов.

2.2. Характеристики излучения радиопередающих устройств

Радиопередающее устройство кроме основного и внеполосного излучает побочные излучения. Побочные колебания возникают в передатчике в результате любых нелинейных процессов, кроме процесса модуляции. Поскольку эти колебания являются нежелательными, их уровень может быть снижен без ухудшения качества передачи. Побочные колебания характерны для всех без исключения конструкций радиопередатчиков и в ряде случаев

являются основной причиной возникновения *непреднамеренных* радиопомех радиоприемным устройствам.

Различают пять видов побочных радиоизлучений.

Радиоизлучение на гармонике — побочное радиоизлучение на частотах, в целое число раз больших частот основного радиоизлучения.

Радиоизлучение на субгармонике — побочное радиоизлучение на частотах, в целое число раз меньших частот основного радиоизлучения.

Комбинационное радиоизлучение — побочное радиоизлучение, возникающее в результате взаимодействия на нелинейных элементах радиопередающего устройства колебаний на частотах несущей и (или) формирующих несущую и их гармоник.

Интермодуляционное радиоизлучение — побочное радиоизлучение, возникающее в результате воздействия на нелинейные элементы высокочастотного тракта радиопередающего устройства генерируемых колебаний и внешнего электромагнитного поля.

Паразитное радиоизлучение — побочное радиоизлучение, возникающее в результате самовозбуждения радиопередатчика из-за паразитных связей в генераторных и усилительных приборах радиопередатчика или в его каскадах.

Можно выделить три основных механизма возникновения колебаний на гармониках основной частоты, присущих в той или иной степени усилительным и генераторным каскадам:

возбуждение выходных резонаторов или колебательных контуров соответствующей гармоникой тока носителей заряда в электромагнитном приборе;

генерация колебаний на гармониках за счет взаимодействия в измеряющих системах электровакуумных приборов гармоникой тока с электромагнитным полем соответствующей частоты;

усиление колебаний на гармониках, возникших в предшествующих каскадах радиопередающего тракта.

Принцип построения структурной схемы возбудителя, т.е. схемы образования частоты и переноса на эту частоту информационного сигнала, определяет наличие комбинационных колебаний, излучаемых радиопередатчиком. Значительная часть РЭС ГА работает в высокочастотном участке диапазона радиочастот, где между частотами гетеродина f_r и сигнала f_0 выдерживается соотношение $f_0 \leq f_r$. Поэтому частоты f_r , $f_r - f_0$ или $f_r + f_0$ могут легко попасть в полосу частот усилителя мощности.

При близком расположении технических устройств на борту ВС (рис.2.3) или в зоне аэродрома (рис.2.4) в результате воздействия на оконечные каскады электромагнитных колебаний, наводимых на выход от соседних передатчиков, возникают интермодуляционные колебания.



Рис.2.3 – Типовой вариант размещения технических устройств на борту воздушного судна

Возможны два механизма их возникновения:
 поступление внешнего сигнала на оконечный каскад и его усиление совместно с рабочим сигналом;
 изменение параметров электромагнитного прибора в оконечном каскаде из-за воздействия электромагнитного поля на частоте помехи.



Рис.2.4 – Аэродромные радиолокационные станции

Наличие в радиопередающем тракте паразитных связей определяет характер паразитных колебаний.

Шумовое радиоизлучение обусловлено шумами элементов схемы передатчика. Модели изучаемых процессов основываются на энергетическом, спектральном анализе, а также на теории нелинейных электрических цепей.

Параметры всех видов нежелательных излучений радиопередающих устройств жестко регламентируются.

Комбинационное излучение – это побочное излучение на частотах f_k , получающихся в результате взаимодействия на нелинейном элементе передатчика колебаний, формирующих несущую, и их гармоник.

$$f_k = |pf_1 \pm qf_2 \pm mf_3|, \quad p, q, m = 1, 2, \dots$$

Интермодуляционное излучение на частотах f_u возникает при взаимодействии близко расположенных передатчиков (рис.2.5), двух и более:

$$f_u = |pf_1 \pm qf_2|, \quad p, q = 1, 2, \dots$$



Рис.2.5 – Графическое представление уровней спектрального состава излучения передатчика

2.3. Характеристики функционирования радиоприемных устройств. Восприимчивость радиоприёмника. Побочные каналы приёма

Радиоприемное устройство можно разделить на три части, в которых решаются основные задачи по выделению полезного сигнала: антенно-фидерная система, линейный тракт приемника до демодулятора и демодулятор с оконечными устройствами. Каждая из этих частей характеризуется своей избирательностью по отношению к радиопомехам: частотной, амплитудной, фазовой, временной и пространственной. Совокупность всех видов избирательности позволяет радиоприемному устройству выполнить свое функ-

циональное назначение в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством в условиях радиопомех.

Антенно-фидерная система обладает наибольшей пространственной поляризационной избирательностью.

Пространственная избирательность антенн достигается выбором соответствующего распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля в раскрыве антенны и применением антенн с нелинейной обработкой сигналов. Первый случай характерен для синфазных антенн, в которых подбором соответствующих амплитудных и фазовых распределений токов сигнала при заданной апертуре антенны получают «сверхнаправленную» антенну. Поля, создаваемые одновременно каждым элементом такой антенны, складываются в пространстве, что и приводит к явлению сверхнаправленности. В антенных решетках сверхнаправленность получается за счет расположения излучателей на определенных расстояниях друг от друга, меньших $\lambda/4$. Второй случай характерен для антенных решеток. Выбор амплитудно-фазового распределения в обычной линейной решетке позволяет получить антенну с нелинейной обработкой сигналов для увеличения ее направленности при заданных размерах и снижении уровней боковых лепестков.

Поляризационная избирательность осуществляется согласованием поляризации входящей волны и антенны. Известно, что поляризация, являясь пространственно-временной характеристикой электромагнитной волны, определяет закономерность пространственной ориентации векторов E и H . С другой стороны, антенна также характеризуется поляризационной диаграммой, одинаковой при передаче и приеме. С наибольшим усилением антенной принимаются волны той поляризации, которой характеризуются излучаемые волны. Мощность сигнала на выходе антенно-фидерной системы при прочих равных условиях зависит от степени согласования поляризации входящей волны и антенны. Потери мощности волны произвольной поляризации, падающей на приемную антенну, оценивают поляризационным коэффициентом $\eta_p = P_{пр}/P_{пр\max}$, где $P_{пр}$ – мощность, поступившая на вход приемника; $P_{пр\max}$ – максимально возможная мощность на входе приемника при полном согласовании характеристик падающей волны и приемной антенны. Коэффициент поляризации изменяется в пределе $0 < \eta_p < 1$.

Частотная избирательность применяется во всех типах приемников и его составных частях, но наиболее эффективно реализуется в линейном тракте приемника. Из общей характеристики частотной избирательности приемника в широкой полосе частот обычно выделяют несколько экстремальных областей, по которым делают общую оценку избирательных свойств приемника: область характеристик частотной избирательности основного канала приема, побочных каналов приема на частотах соседних каналов приема, а также области нелинейных частотных характеристик блокирования, перекрестных искажений и интермодуляции. Каждая из областей количественно определяется своими параметрами, которые будут рассмотрены в данной главе.

В трактах приемника, расположенных после демодулятора, могут быть реализованы амплитудная, временная и избирательность по форме сигнала.

Амплитудная избирательность широко используется при приеме сигналов с импульсной модуляцией.

Временная избирательность применяется в таких случаях, когда известно время появления полезного сигнала на входе приемника. Например, в радиолокационных станциях приемник открывается на короткие интервалы времени, соответствующие ожидаемому приходу отраженных импульсных сигналов. Все остальное время приемник закрыт.

Избирательность по форме сигнала реализуется различными способами, например по длительности импульса полезного сигнала. Как правило, в приемных устройствах реализуется несколько видов избирательности.

Для описания воздействия помех через антенный вход пользуются понятием «канал приема». Основным каналом приема называется полоса частот, находящихся в полосе пропускания приемника, предназначенная для приема полезных сигналов. Побочным каналом приема радиоприемника называется канал, находящихся вне полосы частот основного канала приема. К побочным каналам относятся каналы приема на промежуточной частоте, комбинационные каналы приема, зеркальный канал и каналы на субгармониках частоты настройки.

Любой реальный приемник в той или иной мере обладает способностью к приему сигналов за пределами требуемой полосы частот. Свойство радиоприемника реагировать на электромагнитные помехи, воздействующие через антенну или помимо ее, в том числе через корпус, экран, по цепям питания (рис.2.6), характеризуются восприимчивостью.



Рис.2.6 – Приемник автоматического радиоконписа на борту ВС

Реакция приемника на воздействие *непреднамеренных* радиопомех может появиться на его выходе в виде составляющей мешающего сигнала либо из-

менения амплитуды полезного сигнала, либо искажения структуры полезного сигнала (появление новых спектральных составляющих), либо возникновения интермодуляционных составляющих.

Параметры основного канала приема

Чувствительность. Основной канал приема радиоприемника занимает полосу частот, находящуюся в полосе пропускания приемника и предназначенную для приема сигнала. Параметрами основного канала приема являются: чувствительность (коэффициент шума), полоса пропускания, коэффициент прямоугольности и отклонение частоты настройки.

Чувствительность радиоприемника – мера способности обеспечивать прием слабых сигналов в отсутствие внешних радиопомех. Количественно этот параметр определяют минимально необходимой мощностью или ЭДС сигнала в антенне или в ее эквиваленте, при которой обеспечивается нормальное функционирование выходного устройства при заданных параметрах модуляции и отношении сигнал-шум на выходе приемника. Различают три вида чувствительности.

Чувствительность радиоприемника, ограниченная шумами, определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе при заданном отношении уровней полезного сигнала и шума и заданном уровне полезного сигнала на выходе радиоприемника.

Чувствительность радиоприемника, ограниченная усилением, определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе, необходимым для получения заданного уровня сигнала на выходе радиоприемника.

Пороговая чувствительность радиоприемника определяется минимальным уровнем радиосигнала на его входе при равных уровнях полезного сигнала и шума на выходе радиоприемника.

Полоса пропускания. Полоса частот, на границах которой коэффициент усиления приемника от входа до детектора уменьшается в установленное число раз, называется *полосой пропускания приемника* [2], которую можно условно разделить на две части: *тракт предварительной избирательности и усиления (ТПИУ)* и *тракт основной избирательности и усиления (ТОИУ)*. В приемниках прямого усиления такое разделение выражено менее ярко, чем в супергетеродинных приемниках. В них ТПИУ состоит из входной цепи и усилителя радиочастоты. В ТПИУ происходит выделение принимаемого полезного сигнала из всей совокупности мешающих сигналов, воздействующих на антенную цепь приемного устройства, а также ослабление мешающих сигналов на частотах побочных каналов приема и снижение возможности возникновения нелинейных эффектов блокирования, перекрестных искажений и интермодуляции. Необходимую чувствительность приемника обеспечивает ТПИУ.

По ширине полосы пропускания все ТПИУ делятся на узкополосные и широкополосные. Узкополосные ТПИУ делают с полосой пропускания 1 ... 5% от частоты настройки приемника. Такие ТПИУ обычно бывают перестраиваемыми в рабочем диапазоне частот приемника. Узкополосные ТПИУ приемников средней группы сложности состоят из одно- или двухконтурной входной цепи и одно- или двухкаскадного усилителя радиочастоты с распределенной избирательностью. В них в качестве избирательных систем, как правило, применяют цепи с сосредоточенными параметрами избирательности, выполненные на сосредоточенных или распределенных *LC*-элементах. Использование таких фильтров стало возможным благодаря их широкой полосе пропускания и отсутствию перестройки частоты в рабочем диапазоне приемника. Частотные параметры широкополосных ТПИУ рассчитывают по известным в теории фильтров методам. Как правило, широкополосные ТПИУ работают в высокочастотных диапазонах спектра.

Основные параметры ТПИУ: коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ или по мощности $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$, где $U_{\text{вых}}$, $P_{\text{вых}}$ – соответственно напряжение и мощность сигнала на выходе ТПИУ; $U_{\text{вх}}$, $P_{\text{вх}}$ – то же на его входе; диапазон рабочих частот, который обеспечивает настройку усилителя на любую частоту рабочего диапазона приемника; коэффициент шума, обеспечивающий заданную чувствительность приемника; восприимчивость к нелинейным эффектам блокирования, перекрестным искажениям и интермодуляции.

Для снижения восприимчивости к мешающим сигналам на частотах соседних каналов увеличивают динамический диапазон путем большей расстройки между его рабочими каналами или снижением коэффициента прямоугольности основного канала приема.

Тракт основной избирательности и усиления включает усилитель (с многократными преобразованиями частоты – усилители) промежуточной частоты (УПЧ). Как правило, УПЧ работают на фиксированной частоте (при многократном преобразовании частоты первая промежуточная частота может быть переменной), что позволяет применять сложные резонансные системы и обеспечивать тем самым необходимую для приема сигнала оптимальную характеристику частотной избирательности приемника, а также усиление принимаемого сигнала. Полоса ТПИУ Δf_y согласуется с шириной спектра полезного сигнала f_c и в несколько раз уже ширины полосы ТПИУ Δf_u . Узкая Δf_y и широкая Δf_u полосы трактов предварительной и основной избирательности симметричны относительно частоты входного напряжения.

Динамический диапазон приемника может быть расширен в сторону минимума применением более узких полос пропускания. Такое расширение ограничено возможностями сужения полосы пропускания, равной необходимой для данного класса излучения. В сторону верхней границы динамический диапазон можно увеличить путем уменьшения характеристики нелинейности применяемых в радиоприемнике электронных приборов, а также уменьшения

ем резонансных коэффициентов усиления до значений, обеспечивающих заданную чувствительность, и увеличением избирательности в каждом каскаде до фильтра основной избирательности.

Отклонение частоты настройки. В супергетеродинном приемнике отклонение частоты настройки Δf_n определяется нестабильностью частоты гетеродина (при многочастотном преобразовании частоты – суммарной нестабильностью частот всех гетеродинов). Допустимое отклонение частоты настройки приемника с полосой пропускания B_a считается удовлетворительным при $\Delta f_n = 0,1 \dots 0,3 B_a$, которое определяет допустимую нестабильность частоты гетеродина $\Delta f_r = 0,1 \dots 0,3 B_a / \Delta f_r$.

Побочные каналы приёма

Побочным каналом приёма называют полосу частот, находящуюся за пределами полосы частот основного канала приёма, в которой мешающий сигнал при определенных условиях проходит на выход приемника. К побочным относят каналы на промежуточной, зеркальной и комбинационных частотах. Образование побочных каналов приёма обусловлено наличием преобразователей частоты в супергетеродинных приемниках. Принимаемый полезный сигнал в таких приемниках с помощью преобразователя частоты переносится в область более низких или высоких промежуточных частот, на которых осуществляются основная избирательность и усиление сигнала.

Побочный канал на промежуточной частоте образуется вследствие недостаточной избирательности на этой частоте усилителя радиочастоты. Если мешающий сигнал с частотой $f_{м.с} = f_{п.ч}$ поступит на преобразователь частоты приемника, то он будет усилен одновременно с полезным сигналом. Поэтому к восприимчивости приемников на промежуточных частотах предъявляются жесткие требования. В приемниках магистральной радиосвязи мешающие сигналы на частоте $f_{м.с} = f_{п.ч}$ должны быть ослаблены на 100, 80 и 60 дБ соответственно [3].

Зеркальный канал приёма образуется в результате взаимодействия на преобразователе частоты двух частот.

Восприимчивость к мешающим сигналам побочных каналов приёма определяется двумя факторами: уровнями побочных составляющих в спектре выходного тока нелинейного элемента (электронного прибора) преобразователя частоты при коротком замыкании выходных зажимов и ослаблением мешающего сигнала на частоте побочного канала в преселекторе радиоприемника. Чем больше расстройка частоты побочного канала относительно частоты основного канала приёма, тем больше на восприимчивость к мешающим сигналам влияет преселектор. Наоборот, когда частота побочного канала находится в рабочем диапазоне частот радиоприемника, восприимчивость к мешающим сигналам определяется характеристикой нелинейности электронного прибора. Параметры преселектора в этом случае определяют лишь

ширину зоны ослабленной избирательности по обе стороны от частоты побочного канала.

Таким образом, снижение восприимчивости к радиопомехам на частотах зеркальных и комбинационных каналов осуществляется в тракте предварительной избирательности и усиления. Для этого увеличивают число каскадов УВЧ, применяют оптимальный выбор частот гетеродина приемника, двойное преобразование частоты и т. д.

Входной сигнал частоты fc проходит цепи высокой частоты (ВЧ) и после преобразования с сигналом гетеродина частоты $fг$ в смесителе поступает в канал промежуточной частоты $f_{ПЧ} = |fг - fc|$ шириной полосы частот $B_{ПЧ}$, а затем усиливается усилителем промежуточной частоты. Если

$$|pfг \pm mfc| = f_{ПЧ} \pm 0,5 B_{ПЧ},$$

где $p, m = 0,1,2,\dots$ – номера гармоник сигнала и гетеродина, то сигнал (или помеха) попадает в полосу пропускания канала промежуточной частоты приёмника $B_{ПЧ}$. Образуется побочный канал определяемый номерами

$$N = p + m.$$

Центральные частоты побочных каналов определяются общим выражением:

$$f_{ПК} = \left| \frac{mfг \pm f_{ПЧ}}{p} \right|.$$

Частоты важнейших побочных каналов

- побочный канал на промежуточной частоте $f_{ПЧ}$ (при $p = 1$ и $m = 0$);
- побочный канал на зеркальной частоте (при $p = 1$ и $m = 1$) (рис.2.7):

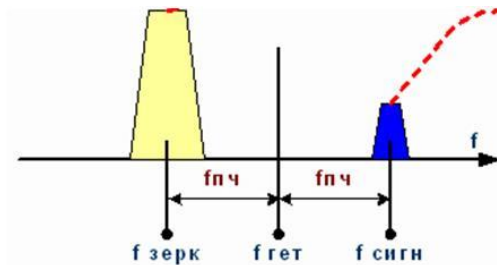


Рис.2.7 – Амплитудно-частотная характеристика побочного канала на зеркальной частоте

– комбинационные каналы приёма (на гармониках гетеродина, при $p = 1$, $m = 2, 3, \dots$):

$$f_{\kappa} = mf_2 \pm f_{ПЧ};$$

– побочные каналы на субгармониках сигнала ($m = 1, p = 2, 3, \dots$):

$$\frac{f_2 - f_{ПЧ}}{p} = \frac{f_0}{p};$$

– побочные каналы на субгармониках зеркальной частоты ($m = 1, p = 2, 3, \dots$):

$$\frac{f_2 + f_{ПЧ}}{p} = \frac{f_3}{p};$$

– нелинейные побочные каналы (при $p, m = 2, 3, \dots$):

$$f_{НПК} = \frac{mf_2 \pm f_{ПЧ}}{p},$$

Исходя из параметров, определяющих реакцию (отношение сигнал/шум, коэффициенты блокирования, перекрестные искажения, интермодуляции), различают следующие виды характеристик частотной избирательности: по блокированию; по перекрестным искажениям; по интермодуляции.

Параметром амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), определяющим избирательность приемника, является коэффициент прямоугольности - отношение полосы пропускания приемника на уровне -60 дБ к полосе пропускания приемника, измеренной на уровне -3 дБ:

$$K_n = \Delta F / \Delta F_0.$$

Необходимо иметь в виду, что для нежелательных каналов приема оценивается динамический диапазон приемника. Этот параметр АЧХ показывает возможное изменение помехового сигнала на входе приемника по отношению к его чувствительности при фиксированном значении отношения сигнал/шум на выходе. Очевидно, что верхняя граница динамического диапазона представляет собой порог восприимчивости радиоприемника к *непреднамеренным* радиопомехам. В общем случае динамический диапазон представляет собой соотношение вида

$$D_i(f) = \Phi_i[A_{ni}/A_0(f_0)],$$

где Φ_i - изменяющийся функционал, зависящий от типа *непреднамеренных* радиопомех.

Нелинейные характеристики тракта прохождения сигналов в случае интенсивной помехи количественно характеризуются коэффициентами блокирования и перекрестных искажений, а возникновение помех на выходе при действии на входе нескольких радиопомех, частоты которых не совпадают с частотами основного канала приема и побочного канала приема - коэффициентом интермодуляции.

Для оценки эквивалентной мощности помех, прошедших по побочному каналу приема на выход усилителя промежуточной частоты (УПЧ), используются интегральным показателем характеристик частотной избирательности. При выборе той или иной модели необходимо учитывать особенности обработки полезного сигнала, реализуемые в конкретном приемоанализирующем тракте. Окончательные расчеты сводятся к определению отношения сигнал/шум + помеха.

2.4. Эффекты воздействия помех на радиоприемники

Реакция приемника на воздействие помех может проявиться в возникновении *эффектов блокирования, перекрестных искажений, интермодуляции и др.*

Блокирование в приемниках радиоэлектронных устройств - это изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе при действии немодулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема. При этом уменьшается усиление приемника. Блокирование обусловлено нелинейными свойствами электрических цепей передачи полезного сигнала и воздействующей помехи: смесителей, усилителей. Это проявляется в каскадах, имеющих участки насыщения амплитудных характеристик (один из вариантов по напряжению U) (рис.2.8).

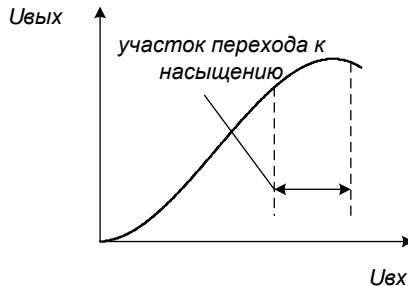


Рис.2.8 – Типовая амплитудная характеристика

Математические зависимости амплитудных характеристик имеют составляющие с кубическими полиномами:

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx a_1 U_{\text{ВХ}} + a_2 U_{\text{ВХ}}^2 + a_3 U_{\text{ВХ}}^3 + \dots,$$

где $a_3 < 0$.

За счет нелинейных преобразований в смешанном электромагнитном процессе появляются составляющие, имеющие функциональную зависимость от уровня помехи с отрицательным значением (из-за $a_3 < 0$). Это приводит к тому, что при увеличении уровня помехи результирующий информационный процесс будет подавляться.

Эффект блокирования проявляется тем сильнее, чем больше уровень помехи и чем ближе ее частота к основному каналу приемника.

Частота мешающего сигнала при блокировании $f_{\text{б}}$ находится вне полосы пропускания фильтра основной избирательности, но может попадать в полосу тракта предварительной избирательности, быть равной частоте соседнего канала $f_{\text{бл}} = f_{\text{с.к}}$, а также лежать за этой частотой $f_{\text{с.к.н}} > f_{\text{бл}} > f_{\text{с.к.в}}$ (где н – нижний, в – верхний СК), за исключением полосы частот побочных каналов приема $\Delta f_{\text{поб}}$. Полосу частот, в которой наблюдается явление блокирования, часто называют *полосой блокирования*. Значение этой полосы находится в прямой зависимости от мощности мешающего сигнала и восприимчивости радиоприемника к мешающим сигналам блокирования.

Количественной характеристикой блокирования служит коэффициент блокирования, численно равный отношению изменения амплитуды сигнала на выходе приемника под действием помехи к амплитуде сигнала при отсутствии помехи:

$$K_{\text{бл}} = \frac{|U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВЫХ.бл.}}|}{U_{\text{ВЫХ}}},$$

где $U_{\text{вых}}$ – амплитуда сигнала на выходе приемника при отсутствии и $U_{\text{вых.бл.}}$ – амплитуда сигнала на выходе приемника при наличии помехи.

При отсутствии блокирования $K_{\text{бл}} = 0$, при полном блокировании $K_{\text{бл}} = 1$. Значение коэффициента блокирования, соответствующие допустимому изменению уровня сигнала на выходе приемника, лежат в пределах 0.3.. 0.5. Свойство приёмника принимать полезный сигнал в присутствии сильной помехи до порога блокирования характеризуется динамическим диапазоном по блокированию в дБ:

$$D_{\text{бл}} = 20 \lg \frac{U_{(\text{п.доп})\text{бл.}}}{U_{\text{с.мин}}},$$

где $U_{с.мин.}$ – минимальное напряжение полезного сигнала, соответствующее чувствительности приёмника, $(U_{П доп.})_{бл}$ – «порог блокирования» – максимально допустимое напряжение помехи, вызывающее блокирование.

На некоторые типы приемников государственными стандартами установлен динамический диапазон по блокированию 60...80 дБ. Сильная помеха приводит к ухудшению избирательных свойств приемника - расширению полосы пропускания и ухудшению коэффициента прямоугольности частотной характеристики.

Блокирование в приемниках радиоэлектронных устройств - это изменение уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе при действии немодулированной радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема. При этом уменьшается усиление приемника (рис.2.9-2.12).

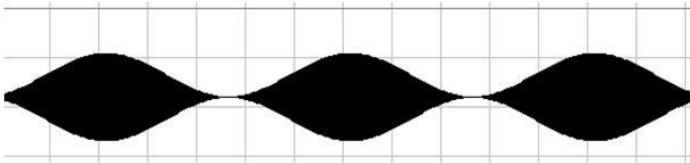


Рис.2.9 – Входной амплитудно-модулированный сигнал без помех

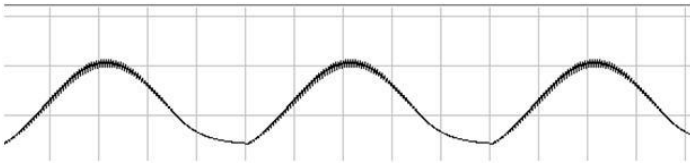


Рис.2.10 – Продетектированный информационный сигнал без помех

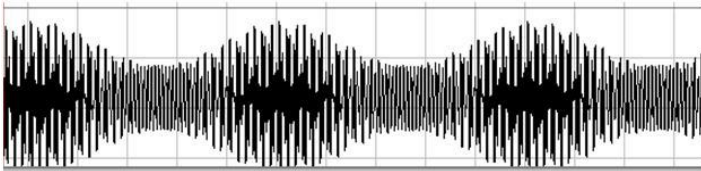


Рис.2.11 – Входной амплитудно-модулированный сигнал с помехами

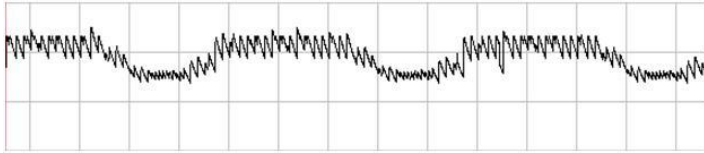


Рис.2.12 – Протектированный информационный сигнал при действии немодулированной радиопомехи

Уровень эффекта блокирования сильно зависит от параметров нелинейности электронного прибора, и в частности от отношения первой, второй и третьей производных крутизны вольт- амперной характеристики прибора к крутизне.

Снижение проявления блокирования может быть достигнуто выбором электронного прибора с меньшим значением отношения производных крутизны вольт-амперных характеристик к крутизне. Уровень блокирования может быть уменьшен снижением эффекта детектирования мешающего сигнала за счет выбора схемы питания усилительного прибора и улучшением избирательности на частоте полезного сигнала до входа электронного прибора. Это позволит снизить амплитуду напряжения мешающего сигнала на входе электронного прибора усилителя радиочастоты (УРЧ).

Перекрёстные искажения полезного сигнала – это искажения спектра сигнала на выходе приёмника при действии на входе *модулированной* помехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приёма. Перекрестные искажения проявляются в виде модуляции принятого сигнала частотами модуляции помехи $\Omega_{\text{п}}$. Явление перекрестных искажений имеет такую же природу, как и эффект блокирования, обусловленную нелинейными свойствами электрических цепей (рис.2.13).

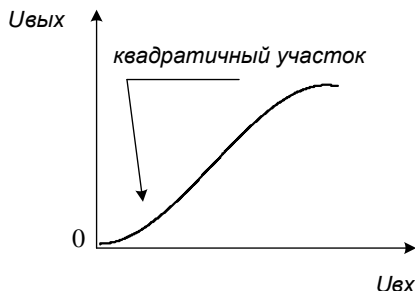


Рис.2.13 – Амплитудная характеристика нелинейной электрической цепи

Квадратичные участки амплитудных характеристик являются причиной формирования комбинационных гармоник, возникающих при воздействии на нелинейные цепи суммы полезного сигнала u_c с несущей частотой ω_c , частотой модуляции Ω_c и помехового сигнала u_n с несущей частотой ω_c частотой модуляции Ω_n :

$$u_{\text{вх}} = u_c + u_n = U_c(\Omega_c) \sin \omega_c t + U_n(\Omega_n) \sin \omega_n t.$$

Математические зависимости амплитудных характеристик имеют составляющие со степенными полиномами:

$$U_{\text{вых}} \approx a_1 U_{\text{вх}} + a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_3 U_{\text{вх}}^3 + a_4 U_{\text{вх}}^4 \dots$$

Расчеты степенных полиномов подтверждают возникновение комбинационных гармоник с частотами:

$$|\omega_c \pm \omega_n|, |2\omega_c \pm 2\omega_n|, \text{ и т.п.}$$

Эти гармоники вызывают искажение спектра полезного принимаемого сигнала.

Перекрестные искажения возникают в *тракте предварительной избирательности и усиления* и преобразователе частоты вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик электронных усилительных и преобразовательных приборов. Под воздействием амплитуды модулированного мешающего сигнала в резонансном усилителе происходит модуляция несущей частоты полезного сигнала и в его спектре появляются составляющие спектра с частотой решающего сигнала, хотя последние находятся за полосой частоты основного канала приема. При изменении модуля коэффициента передачи в такт с модуляцией мешающего сигнала возникает амплитудная перекрестная модуляция, при изменении его аргумента – угловая перекрестная модуляция. Перекрестные искажения приемника определяются каскадами усилителя радиочастоты и преобразователя частоты. Перекрестные искажения оцениваются коэффициентом перекрестных искажений. Параметр определяется отношением уровня спектральных составляющих $U_{\text{вых.ПИ}}$, возникших в результате перекрестных искажений, к уровню сигнала $U_{\text{вых.С}}$ на выходе приёмника при заданных параметрах радиопомехи и сигнала

$$K_{\text{ПИ}} = \frac{U_{\text{вых.ПИ}}}{U_{\text{вых.С}}}$$

Уровень спектральных составляющих определяется:

$$U_{\text{вых.ПИ}} = \sqrt{U_{\text{П1}}^2 + \dots + U_{\text{ПN}}^2},$$

где $U_{\text{П1}}^2, \dots, U_{\text{ПN}}^2$ - уровни возникших помеховых гармоник (первой и др.).

Способность радиоприемного устройства (РПУ) принимать сигнал в присутствии сильной помехи с допустимыми перекрестными искажениями определяется динамическим диапазоном по перекрестным искажениям:

$$D_{\text{ПИ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ПИ, доп}}}{U_{\text{с. мин}}},$$

где $U_{\text{с. мин}}$ - минимальное напряжение полезного сигнала, соответствующее чувствительности приёмника, ($U_{\text{ПИ доп}}$) - «порог перекрестных искажений» - максимально допустимое напряжение помехи, вызывающее искажение.

Коэффициент перекрестных искажений резонансного каскада усилителя радиочастоты (УРЧ) определяется уровнем и глубиной модуляции мешающего сигнала, инерционностью цепей детектирования мешающего сигнала и параметрами нелинейности вольт-амперных характеристик электронного прибора.

Интермодуляция - это эффект возникновения помех на выходе приёмника при действии на его входе двух и более помех, частоты которых находятся вне основного и побочных каналов приёма. Общий критерий наличия таких помех - это степень близости комбинационной частоты к частоте настройки или к промежуточной частоте.

Нелинейный эффект интермодуляции в приемнике сопровождается возникновением помех на выходе радиоприемника при действии на его входе двух или более сигналов, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема радиоприемника. В результате взаимодействия напряжения частот нескольких мешающих сигналов на электронные приборы усилителя радиочастоты или преобразователя частоты получается напряжение мешающего сигнала, частота которого совпадает с частотой основного или побочных каналов приема приемника.

Параметрами интермодуляции в радиоприемнике являются: коэффициент интермодуляции, динамический диапазон по интермодуляции и уровень восприимчивости приемника по интермодуляции.

Коэффициент интермодуляции в радиоприемнике определяется отношением уровня радиопомехи, возникающей в результате интермодуляции в радиоприемнике, к уровню сигнала, соответствующего чувствительности радиоприемника, определенных на его выходе:

$$K_u = U_{u,вых} / U_{U_{вых}}$$

Динамический диапазон по интермодуляции в радиоприемнике определяется отношением частотной избирательности по интермодуляции в радиоприемнике при заданной частотной расстройке относительно основного канала приема к чувствительности радиоприемника. Характеристика частотной избирательности радиоприемника по интермодуляции показывает зависимость уровней сигналов на входе радиоприемного устройства, создающих интермодуляцию в радиоприемнике, от частоты одного из них при заданном коэффициенте интермодуляции в радиоприемнике.

Динамический диапазон по интермодуляции рассчитывают при заданной частотной расстройке Δf :

$$D_n(f) = U_{м.с}(\Delta f) / U_c(f_0)$$

при заданном значении K_u .

Уровень восприимчивости по интермодуляции приемников станций подвижных служб при отстройке на два смежных соседних канала в одну и другую стороны от частоты основного канала приема и коэффициенте интермодуляции, равном 6 дБ, должен быть не менее 70 дБ [1].

2.5. Результаты действия помех на приемники радиолокационных систем

Воздействие помех на приемники радиолокационных систем может проявляться в виде:

- искажении формы полезного сигнала и изменение его основных параметров;

- подавлении полезного сигнала (уменьшение отношения сигнал-помеха) при прохождении сигналов и помех через нелинейные элементы;

- перегрузке приемника, его отдельных элементов (усилителей, преобразователей и др.), процессоров обработки сигналов и данных, индикатора.

Действие помех на радиолокационные системы может приводить либо к маскировке полезного сигнала (цели) помехами, либо к имитации полезных сигналов за счет формирования ложных сигналов (ложных целей). Действие помех ведет к линейным и нелинейным эффектам. Линейные эффекты, как правило, наблюдаются при малом уровне помех и состоят в том, что в приемные каналы добавляются мешающие (помеховые) колебания в виде независимых аддитивных составляющих. В этих случаях выходной эффект действия помех не зависит от действия сигнала, и может рассматриваться самостоятельно. Искажение формы полезного сигнала за счет аддитивного сложения с помехой относится к линейным эффектам. Остальные проявления

воздействия помехи связаны с нелинейными эффектами. Нелинейные эффекты проявляются при большом уровне помех, когда сказывается, например, нелинейность амплитудных характеристик различных элементов приемника.

Искажение формы сигнала

При приеме гармонического сигнала, отраженного от наблюдаемого объекта, вида (один из вариантов оценки по напряжению $u(t)$)

$$u(t) = U_c \cos(\omega_c t + \phi_c),$$

где U_c – амплитуда сигнала,
и немодулированной помехи вида

$$n(t) = U_n \cos(\omega_n t + \phi_n),$$

где U_n – амплитуда помехи,

при условии, что $U_n \gg U_c$ и $\omega_n \gg \omega_c - \omega_n$, в результате сложения полезного сигнала и помехи в приемнике образуется сигнал, амплитуда и фаза которого изменяются во времени.

Используя комплексное представление сигнала и помехи, можно получить выражение для комплексной амплитуды результирующего сигнала и, определив модуль комплексной амплитуды результирующего колебания, получить выражение для квадрата амплитуды в виде:

$$U_{\Sigma}^2 = U_c^2 + U_n^2 + 2U_c U_n \cos((\omega_c - \omega_n)t + (\phi_c - \phi_n)).$$

Из полученного выражения следует, что амплитуда результирующего колебания изменяется по закону разностной частоты $(\omega_c - \omega_n)$, то есть частоты биений. Сложение колебаний полезного сигнала и помехи происходит с различными фазами. В частном случае, когда $\omega_n = \omega_c$, в зависимости от начальных фаз ϕ_c и ϕ_n , амплитуда результирующего колебания изменяется от $U_c + U_n$ до $U_c - U_n$. Если же $\omega_n \neq \omega_c$, то огибающая сигнала будет промодулирована разностной частотой. На рис.2.14 показаны различные варианты взаимодействия помехи и сигнала и возникающих при этом искажений сигнала на выходе усилителя промежуточной частоты (УПЧ) $u(t)_{\text{УПЧ}}$ и детектора $u(t)_{\text{ДЕТ}}$.

Искажение формы сигнала, изменение его амплитуды отрицательно сказываются на эффективности работы систем обнаружения и автосопровождения цели по угловым координатам, дальности, скорости сближения.

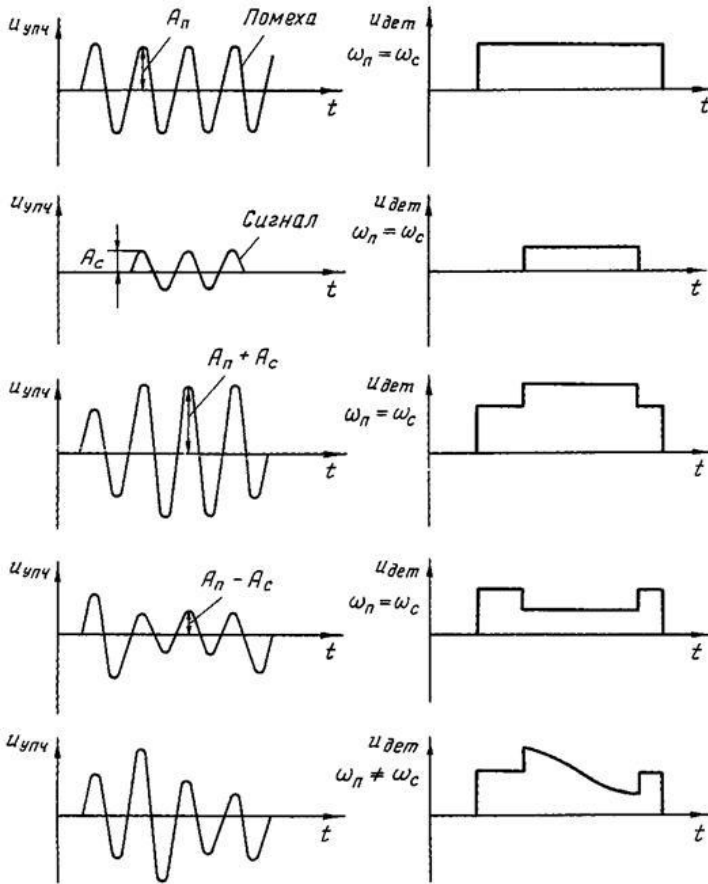


Рис.2.14 – Варианты взаимодействия помехи и сигнала

Перегрузка приемника

Перегрузка - это явление уменьшения практически до нуля модуля коэффициента передачи одного из элементов приемника при увеличении амплитуды входного сигнала до некоторого порогового уровня. Она может воз-

никать в различных его элементах: УВЧ, УПЧ, детекторе, видеоусилителе, АЦП и др. Типичная амплитудная характеристика УПЧ показана на рис.2.15.

На этом же рисунке показана зависимость коэффициента усиления K УПЧ от амплитуды входного сигнала. Участок характеристики, на котором проявляется явление перегрузки (насыщения), отмечен пунктиром. При малой амплитуде помехи рабочая точка на амплитудной характеристике УПЧ не выходит за пределы линейного участка и, следовательно, перегрузки не происходит. Если же амплитуда помехи большая и рабочая точка выходит за пределы линейного участка в область насыщения, то в выходном сигнале УПЧ полезный сигнал будет отсутствовать.

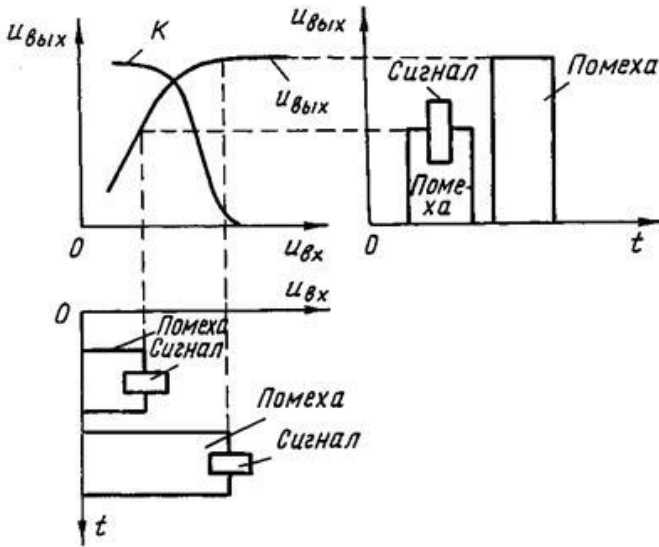


Рис. 2.15 – Увеличение уровня помех в УПЧ

Перегрузка, как правило, в первую очередь возникает в выходных каскадах, где сигнал раньше достигает уровня насыщения.

Важнейшей характеристикой приемника, которая определяет возможность его перегрузки, является динамический диапазон входных (выходных) сигналов, выражаемый в децибелах

$$N_d = 20 \lg \frac{u_{вх \text{ макс}}}{u_{вх \text{ мин}}},$$

Где $U_{\text{вх макс}}$, $U_{\text{вх мин}}$ - максимальная и минимальная амплитуды входного сигнала, при которых рабочая точка не выходит за линейный участок амплитудной характеристики. Динамический диапазон современных радиолокационных приемников составляет 80 и более дБ.

Подавление сигнала в нелинейных элементах приемника

При воздействии мощной гармонической помехи $U_n \gg U_c$ наблюдается подавление полезного сигнала в таких нелинейных элементах приемника, как детекторы, логарифмические УПЧ и др.

При отношении сигнал/помеха на входе менее единицы линейный детектор ведет себя как квадратичный. Отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе линейного детектора в этом случае примерно на 6-8 дБ меньше, чем на входе.

При некогерентном амплитудном детектировании сигнала и помехи подавление сигнала отсутствует только в случае, когда отношение сигнал/помеха по мощности на входе детектора много больше единицы. При слабом сигнале и мощной помехе детектирование происходит квадратично, даже если при отсутствии помехи сигнал детектировался линейно.

Синхронный детектор, являясь элементом, чувствительным к фазе сигнала, то есть обладающим фазовой избирательностью, устраняет действие квадратурной составляющей помехи, уменьшает тем самым ее мощность на выходе детектора \approx в 2 раза. Это означает, что отношение сигнал/помеха на выходе синхронного детектора в отличие от некогерентного детектора линейно зависит от соответствующего отношения на входе. Синхронный детектор является более помехоустойчивым элементом по сравнению с некогерентным амплитудным детектором даже при очень слабых сигналах.

Подавление сигнала при воздействии мощной помехи имеет место и в усилителях с нелинейной амплитудной характеристикой, к которым относятся логарифмические усилители.

Вопросы для самопроверки

1. Поясните результат возникновения перегрузки в УПЧ.
2. Поясните проявление эффекта блокирования.
3. Дайте определение интермодуляции.
4. Поясните результат проявления перекрестных искажений.
5. Что может быть результатом действия помех на приемники радиолокационных систем.

3. Мероприятия по обеспечению электромагнитной совместимости РЭС. Электромагнитная обстановка в аэропортах ГА

3.1. Схмотехнические методы обеспечения электромагнитной совместимости. Ослабление помех электрическими фильтрами

Для ослабления действия помех, действующих на приемники электромагнитных излучений (рецепторы) или помех создаваемых источниками электромагнитных излучений, можно применить электрические фильтры (рис.3.1) [6].

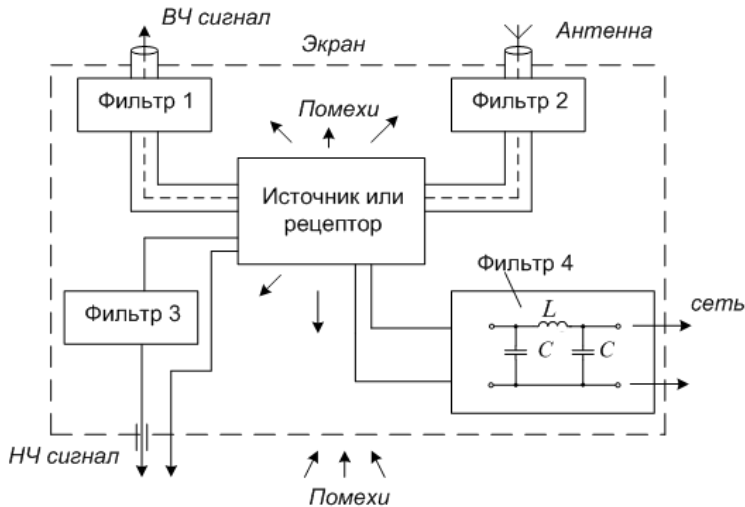


Рис.3.1 – Схема ослабления помех, действующих на рецептор или создаваемых источником [6].

фильтр 1 – фильтр в цепи высокочастотного сигнала, *фильтр 2* – фильтр в фидерном тракте, *фильтр 3* – поглощающий фильтр в виде ферритового кольца для ослабления высокочастотных кондуктивных помех, *фильтр 4* – сетевой развязывающий фильтр.

Фильтром называется электротехническое устройство, предназначенное для разделения колебаний разной частоты. Методы фильтрации находят применение при ослаблении кондуктивных помех, создаваемых источниками в цепях электропитания и управления в различных электронных устройствах для снижения восприимчивости их к непреднамеренным электромагнитным помехам по цепям электропитания и т.д.

Ослабление помеховых ВЧ сигналов можно выполнить при помощи полосовых фильтров в цепях высокочастотного сигнала, в фидерном тракте. Это обеспечивает снижение восприимчивости радиоприемников к непреднамеренным электромагнитным помехам. В зависимости от конкретных условий используемые фильтры могут иметь частотные характеристики фильтров нижних частот, полосовых или режекторных. По принципу действия эти фильтры могут быть реактивными, составленными из частотно-избирательных элементов с малыми потерями, так и поглощающего типа.

Фильтры включают между источником и нагрузкой (рис. 3.2). От источника к нагрузке попадают только те колебания, которые пропускает фильтр.

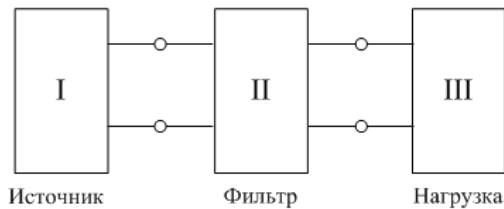


Рис. 3.2 – Структурная схема включения фильтров

Фильтр обычно представляет собой четырехполюсник. В качестве фильтров используются как активные, так и пассивные четырехполюсники. Фильтр может содержать как различные комбинации сопротивлений, емкостей и индуктивностей, так и электромеханические элементы – пьезокварцевые устройства. Фильтры с пьезокварцевыми устройствами называются электромеханическими. В основном практически используются фильтры с такими комбинациями элементов:

- 1) емкости и индуктивности реактивные, или *LC*-фильтры,
- 2) емкости и сопротивления безындукционные, или *RC*-фильтры. Элементы, входящие в фильтр, могут образовывать различные цепи. В зависимости от конфигурации цепи различают такие типы фильтров:

- 1) Г-образные,
- 2) Т-образные,
- 3) П-образные.

Электрические схемы этих типов фильтров представлены на рис. 3.3.

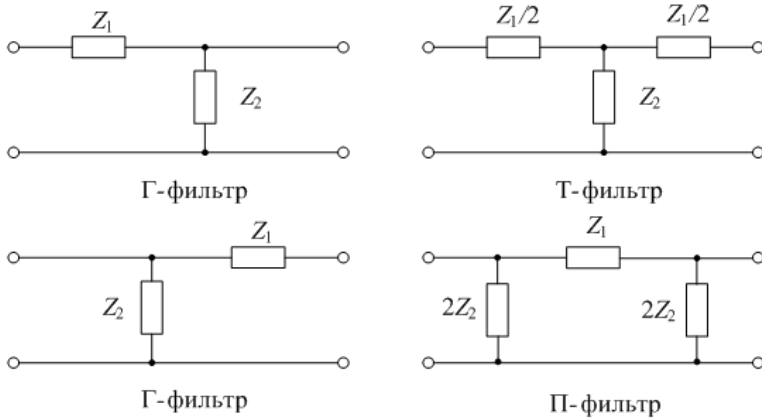


Рис. 3.3 – Электрические схемы фильтров разной конфигурации

Задача фильтра заключается в разделении колебаний разной частоты. Чтобы выполнить эту задачу, фильтр должен пропускать колебания одних частот и задерживать колебания других частот.

Обычно в качестве фильтров используются симметричные четырехполюсники, подобранные таким образом, чтобы нагрузка фильтра представляла собой его характеристическое (повторное) сопротивление. В таком случае

$$K_U = K_I, \text{ или } \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1}, \text{ где } K_I - \text{модуль коэффициента передачи по току}$$

для рассматриваемого фильтра; I_1 – действующее значение тока на входе фильтра, I_2 – действующее значение тока на выходе фильтра. Следовательно, для фильтра в виде симметричного четырехполюсника, работающего на согласованное (характеристическое) сопротивление, условия $K_I = \frac{I_2}{I_1} \geq 1$ и

$$K_U = \frac{I_2}{I_1} > 1, \text{ определяющие соответственно зону прозрачности и зону затухания, справедливы не только для напряжений, но и для токов.}$$

Из выражений коэффициента передачи $\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ и коэффициента распространения $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = e^\gamma$ следует, что $\gamma = \alpha + j\beta = -\ln \dot{K}_U$, или $\alpha = -\ln K_U$, $\beta = -\varphi(\omega)$, где γ – коэффициент распространения (харак-

теристическое) сопротивление, условия $K_I = \frac{I_2}{I_1} \geq 1$ и $K_U = \frac{I_2}{I_1} > 1$, определяющие соответственно зону прозрачности и зону затухания, справедливы не только для напряжений, но и для токов.

Из выражений коэффициента передачи $\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ и коэффициента распространения $\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = e^\gamma$ следует, что $\gamma = \alpha + j\beta = -\ln \dot{K}_U$, или $\alpha = -\ln K_U$, $\beta = -\varphi(\omega)$, где γ – коэффициент распространения (харак-

теристическое) сопротивление, условия $K_I = \frac{I_2}{I_1} \geq 1$ и $K_U = \frac{I_2}{I_1} > 1$, определяющие соответственно зону прозрачности и зону затухания, справедливы не только для напряжений, но и для токов.

теристический коэффициент передачи), β – коэффициент затухания, α – коэффициент фазы; $\varphi(\omega)$ – аргумент коэффициента передачи (фазочастотная характеристика).

Как показывает соотношение $\alpha = -\ln K_c(\omega)$, в зоне прозрачности должно выполняться условие $\alpha = 0$. В зоне затухания $\alpha > 0$. В идеальном случае в зоне затухания должно выполняться условие $\alpha = \infty$, в зоне затухания колебания будут полностью задерживаться фильтром.

В соответствии с назначением – пропускать колебания одних частот и задерживать другие частоты – различают четыре вида фильтров.

Фильтры нижних частот (низкочастотные фильтры), пропускающие колебания с частотами от 0 до некоторого заданного значения ω_c и задерживающие все колебания, частота которых превосходит ω_c . На рис. 11.3, а представлена идеальная частотная зависимость для коэффициента затухания фильтра нижних частот; на рис. 11.3, б – его идеальная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ).

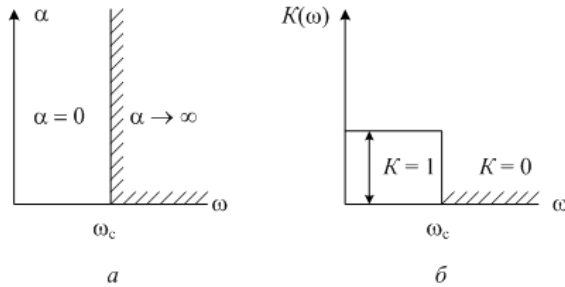


Рис. 3.4 – Частотные характеристики фильтров нижних частот

Фильтры верхних частот (высокочастотные фильтры), пропускающие колебания с частотами от некоторой заданной частоты ω_c до ∞ и задерживающие все колебания, частота которых ниже ω_c . На рис. 11.4, а представлена идеальная частотная зависимость для коэффициента затухания фильтра нижних частот; на рис. 11.4, б – его идеальная АЧХ.

Полосовые фильтры, пропускающие колебания, частоты которых лежат в пределах от ω_1 до ω_2 , т. е. в некоторой заданной полосе частот; колебания всех других частот такие фильтры задерживают. На рис. 11.5, а представлена идеальная частотная зависимость для коэффициента затухания полосного фильтра, на рис. 11.5, б – его идеальная АЧХ.

Используются также многополосовые фильтры, которые пропускают колебания в нескольких заданных полосах частот – от ω_1 до ω_2 , от ω_3 до ω_4 и т. д.

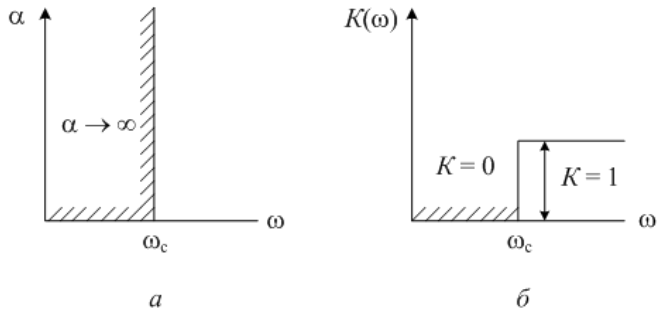


Рис. 3.5– Частотные характеристики фильтров верхних частот

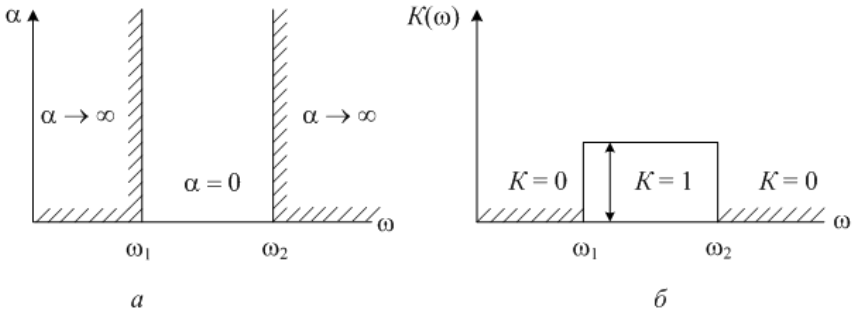


Рис. 3.6 – Частотные характеристики полосовых фильтров

Идеальные характеристики такого двухполосного фильтра представлены на рис. 3.7, а и рис. 3.7, б.

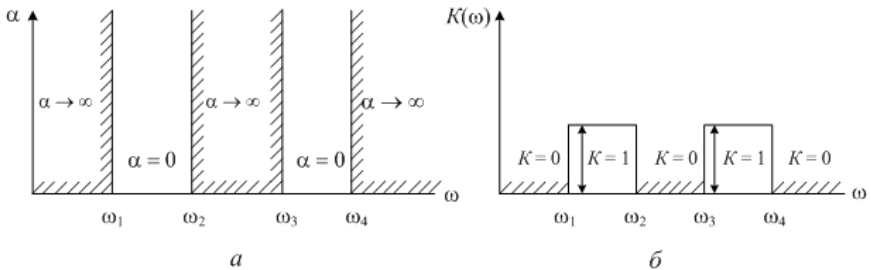


Рис. 3.7 – Частотные характеристики двухполосных фильтров

Заграждающие (режекторные) фильтры, пропускающие колебания всех частот, кроме тех, частоты которых лежат в некоторой заданной полосе

от ω_1 до ω_2 . На рис. 3.8, *а* представлена идеальная частотная зависимость для коэффициента затухания заграждающего фильтра; на рис. 3.8, *б* – его идеальная амплитудно-частотная характеристика.

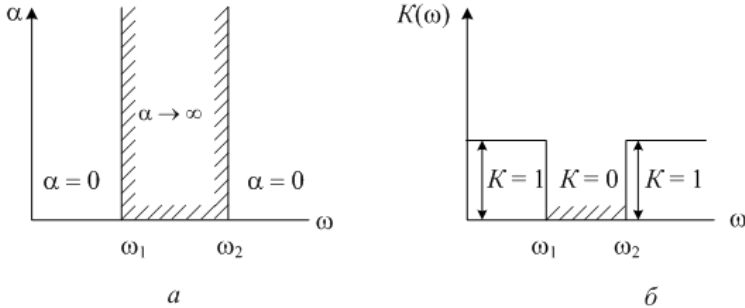


Рис. 3.8 – Частотные характеристики заграждающих фильтров

Используются также фильтры, заграждающие несколько полос частот. В идеальном случае фильтр (рис. 3.4 –3.8) должен иметь в полосе пропускания $\alpha = 0$ или $K_v(\omega) = 1$; в полосе затухания $\alpha \rightarrow \infty$ или $K_v(\omega) = 0$.

LC- электрические фильтры

В настоящее время в практике проектирования электрических фильтров находят применение разнообразные методы расчета. Ранее других были разработаны теория и методы расчета электрических фильтров по характеристическим параметрам, которые находят применение и в настоящее время. Электрические фильтры, спроектированные по этому методу, представляют собой каскадное согласованное включение реактивных Г-, Т-, П-образных или мостовых четырехполосников.

Расчет фильтра заключается в определении его параметров (значений L и C) по заданной частоте среза ω_c , т. е. по заданной зоне прозрачности, и по сопротивлению нагрузки R_n , на которую должен работать фильтр. Из теории пассивных четырехполосников известно, что коэффициент затухания может быть равен нулю только в том случае, если четырехполосник составлен из реактивных элементов. Следовательно, для реализации условия $\alpha = 0$, определяющего полосу пропускания, пассивный фильтр должен быть реактивным четырехполосником. Поэтому теоретически наилучшее выполнение пассивного фильтра – это четырехполосник из реактивных элементов, т. е. LC-фильтр. LC-фильтр может быть выполнен с цепью любой конфигурации из четырех вариантов (Г-образные, П-образные, Т-образные, мостовые), а также и с другими конфигурациями цепи. Однако существующая теория ис-

ходит из рассмотрения пассивных симметричных П-образных и Т-образных реактивных фильтров. Симметричные пассивные реактивные фильтры любой другой конфигурации (например, мостовые) могут быть сведены к П-образным или Т-образным каскадам. Г-образный фильтр не может быть симметричным, однако рассматриваются Г-образные элементы, образующие симметричные цепи.

Реактивные устройства пассивных LC - фильтров будем считать идеальными, не имеющими активного сопротивления (в теории фильтров рассматриваются чистая индуктивность и чистая емкость). Влияние активных сопротивлений, неизбежно имеющих место у реактивных устройств, может быть учтено соответствующими поправками.

При рассмотрении Т- и П-образной цепи фильтра используются обозначения сопротивлений, представленные на рис. 3.9. Как видно из рисунка, в Т-образной схеме сопротивление каждого последовательного плеча $Z_1/2$ рассматривается как половина некоторого общего последовательного сопротивления Z ; в П-образной схеме проводимость каждого параллельного плеча рассматривается как половина некоторой общей параллельной проводимости $1/Z_2$.

Такая система обозначений дает возможность для обеих схем (П- и Т-образной) получить в совершенно одинаковой форме основные соотношения, определяющие работу фильтра.

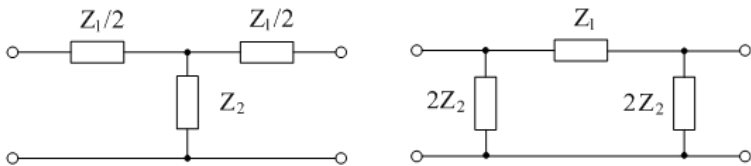


Рис. 3.9 – Т- и П- образные схемы фильтров

*Условия пропускания
реактивных симметричных Т- и П-фильтров*

Для симметричного пассивного четырехполюсника

$$\dot{A}_{11} = \text{ch } \gamma = \text{ch}(\alpha + j\beta) = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2},$$

где \dot{A}_{11} – постоянная четырехполюсника, γ – коэффициент распространения четырехполюсника, α – коэффициент затухания четырехполюсника, β – коэффициент фазы, \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 – сопротивления, представленные на рис. 3.9.

Следует обратить внимание, что при выбранной системе обозначений равенство $\dot{A}_{11} = \text{ch } \gamma = \text{ch}(\alpha + j\beta) = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2}$ становится справедливым как для П-образной схемы, так и для Т-образной.

Воспользовавшись свойствами гиперболического косинуса, можем записать $\dot{A}_{11} = \text{ch}(\alpha + j\beta) = \text{ch } \alpha \cos \beta + j \text{sh } \alpha \sin \beta$. Для рассматриваемых реактивных фильтров \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 определяются некоторой комбинацией реактивных элементов, т. е. представляют собой реактивные сопротивления, и поэтому математически выражаются мнимыми величинами. Отсюда следует, что $\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2}$ и \dot{A}_{11} – вещественные величины. В таком случае $\text{ch } \alpha \cos \beta = \dot{A}_{11}$; $\text{sh } \alpha \sin \beta = 0$.

Если рассматриваемая схема имеет зону прозрачности, то, согласно определению, в этой зоне должно выполняться условие $\alpha = 0$. Так как $\text{ch } 0 = 1$, то в зоне прозрачности соотношение $\dot{A}_{11} = \text{ch } \gamma = \text{ch}(\alpha + j\beta) = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2}$ приводит к равенству $\dot{A}_{11} = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} = \cos \beta$.

Поскольку $\cos \beta$ может меняться в пределах от -1 до $+1$, $\dot{A}_{11} = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} = \cos \beta$ определяет неравенство $-1 \leq 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \leq 1$ или $-2 \leq \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} < 0$, или $-1 \leq \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} < 0$, или $0 < 1 + \frac{\dot{Z}_1}{2\dot{Z}_2} \leq 1$.

Это выражение называется основным неравенством, определяющим зону прозрачности фильтра с реактивными элементами. Схема, для которой выполняется в некоторой области частот неравенство $-1 \leq \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} < 0$, имеет в этой области зону прозрачности. Основное неравенство определяет отрицательный знак для отношения сопротивлений. Отсюда следует, что зону прозрачности может иметь только такая схема, у которой сопротивления \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 в некоторой области частот – реактивные элементы разного характера (например, \dot{Z}_1 емкостного, а \dot{Z}_2 индуктивного характера или наоборот). Значе-

ния \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 , а стало быть и $\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2}$ зависят от частоты. Как следует из $-1 \leq \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} < 0$, частоты среза зоны прозрачности рассчитываются по формулам

$$\frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = 0; \quad \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} = -1.$$

LC - фильтры нижних частот

Рассмотрим (рис.3.10) Т-образную и П-образную симметричные схемы пассивных реактивных четырехполюсников. В обеих схемах последовательные плечи содержат индуктивность, параллельные – емкость. При низких частотах сопротивление индуктивности мало, сопротивление емкости велико.

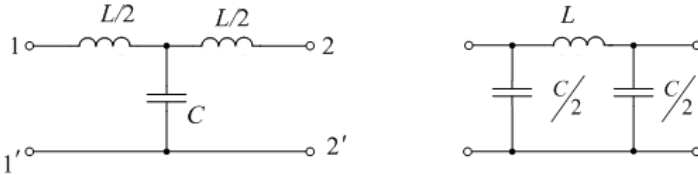


Рис. 3.10 – Электрические схемы фильтров нижних частот

Поэтому в электрических цепях сигналы низких частот свободно проходят от входных зажимов к выходным и почти не шунтируются параллельными плечами. Сигналы высокой частоты задерживаются индуктивностями последовательных плеч и шунтируются параллельными плечами, содержащими емкость, следовательно, должны сильно затухать, что обеспечивает качественные свойства фильтра нижних частот.

Для того чтобы проверить правильность такого предположения, воспользуемся неравенством $-1 \leq \frac{\dot{Z}_1}{4\dot{Z}_2} < 0$ границ зоны прозрачности. Сопротивле-

ния \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 в обеих схемах одинаковы: $\dot{Z}_1 = j\omega L$; $\dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}$.

Ясно, что в этом случае сопротивления последовательных и параллельных плеч при любой частоте различны по характеру: сопротивление последова-

тельного плеча индуктивное, параллельного – всегда емкостное. Следовательно, для оценки зоны прозрачности достаточно сравнить модули этих сопротивлений.

Значение частоты среза рассчитывается из соотношения $Z_1 = 4Z_2$ или $\omega_c L = \frac{4}{\omega_c C}$, где ω_c – частота среза. В таком случае $\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}$.

Проведем анализ основных характеристик Т- и П-образных фильтров нижних частот – частотных зависимостей коэффициента затухания, коэффициента фазы и характеристического сопротивления.

Коэффициент затухания и коэффициент фазы. Эти частотные зависимости могут быть определены с помощью равенств $\operatorname{ch} \alpha \cos \beta = \dot{A}_{11}$ и $\operatorname{sh} \alpha \sin \beta = 0$.

Зона затухания. В зоне затухания коэффициент затухания $\alpha \neq 0$ и, следовательно, $\operatorname{sh} \alpha \sin \beta = 0$, должно выполняться условие $\sin \beta = 0$ или $\arcsin 0 = \beta$, а β будет иметь sh .

Три значения: $\beta = -\pi$; $\beta = 0$; $\beta = \pi$.

В зоне затухания $\cos \beta = -1$ и из $\operatorname{ch} \alpha \cos \beta = A_{11}$ получаем $\operatorname{ch} \alpha = -A_{11} = \frac{\omega^2 LC}{2} - 1$, отсюда $\alpha = \operatorname{arccch} \left(\frac{\omega^2 LC}{2} - 1 \right) = \operatorname{arccch} \left(\frac{2\omega^2}{\omega_{cp}^2} - 1 \right)$.

По этим формулам построены частотные зависимости для коэффициента затухания α и для коэффициента фазы β фильтра нижних частот (рис. 3.11): коэффициент затухания увеличивается по мере увеличения частоты.

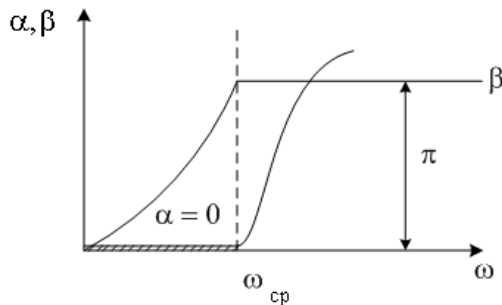


Рис. 3.11 – Частотные зависимости для коэффициента затухания и коэффициента фазы фильтра нижних частот

Погрешности реальных фильтров

В реальном LC -фильтре частотные зависимости для коэффициента затухания, коэффициента фазы и характеристического сопротивления могут несколько отличаться от полученных выше зависимостей. Это происходит за счет влияния присущих этим фильтрам потерь энергии в катушках индуктивности и в конденсаторах, т. е. за счет активных сопротивлений. Но в хорошо выполненных фильтрах эти погрешности незначительны.

В качестве примера даны частотные зависимости коэффициента затухания реального (2) и идеального (1) LC -фильтров (рис. 3.12). У реального фильтра значение коэффициента затухания в зоне прозрачности не равно нулю, но остается достаточно малым.

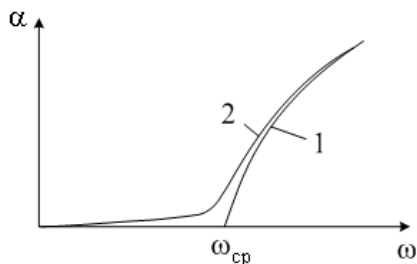


Рис. 3.12 – Частотные зависимости коэффициентов затухания и фазы LC -фильтров нижних частот

LC - фильтры верхних частот

Рассмотрим Т- и П-схемы (рис. 3.13). В обеих схемах последовательные плечи содержат емкость, параллельные плечи – индуктивность. Следовательно, при низких частотах сопротивление последовательных плеч велико, параллельных – мало; при высоких частотах – положение обратное. Таким образом, электрические цепи фильтров будут вести себя так, как фильтры верхних частот.



Рис. 3.13 – Электрические схемы фильтров верхних частот

Коэффициент затухания и коэффициент фазы

По рассмотренной методике определяется частота среза и частотные зависимости коэффициента затухания α и коэффициента фазы β (рис. 3.14)

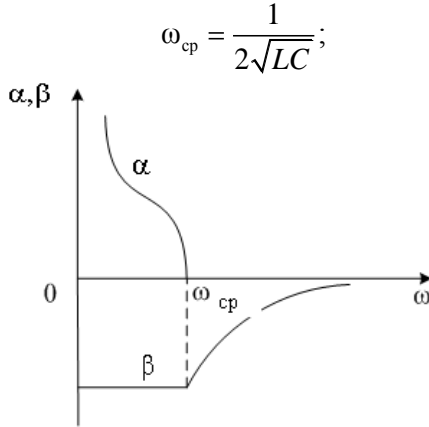


Рис. 3.14 – Частотные зависимости коэффициентов затухания и фазы LC -фильтров верхних частот

Расчет фильтра верхних частот

При заданной частоте среза ω_c и заданном сопротивлении нагрузки R_H имеем два соотношения для определения параметров L - и C -фильтров:

$$Z_{cT} = Z_{c\Pi} = Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ откуда } L = \frac{R_H}{2\omega_{\text{ср}}}; \quad C = \frac{1}{2R_H\omega_{\text{ср}}}.$$

LC -полосовые фильтры

Рассмотрим T - и Π -схемы (рис. 3.16). Эти схемы содержат последовательный колебательный контур в последовательных плечах и параллельный – в параллельных. Параметры контуров подобраны так, что их резонансные частоты одинаковы: $\omega_{c1} = \omega_{c2} = \omega$, т. е. $L_1C_1 = L_2C_2$.

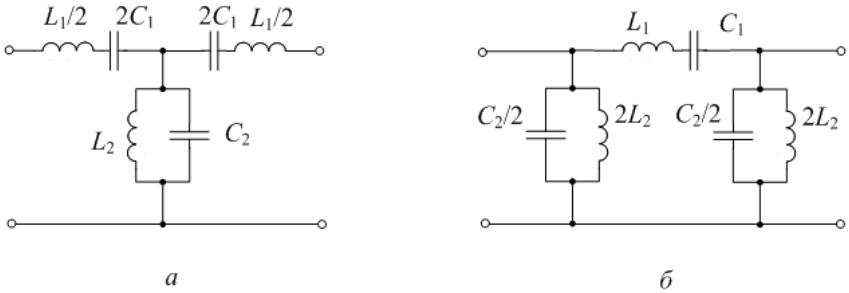


Рис. 3.16 – Электрические схемы полосовых фильтров

В области частот, близкой к резонансной частоте ω_0 , сопротивление последовательных плеч будет очень малым (близким к нулю), а параллельных – очень большим. В этой области частот у схем (рис. 3.17) будет зона прозрачности. Характер частотных зависимостей (рис. 3.17) коэффициента затухания α и коэффициента фазы β , имеет вид

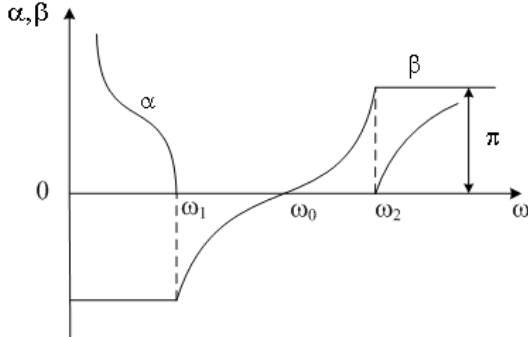


Рис. 3.17– Частотные зависимости коэффициентов затухания и фазы полосовых

Параметры фильтра по заданным значениям частот среза и нагрузочного сопротивления определяются с помощью таких соотношений:

$$L_1 = \frac{2R_H}{\omega_2 - \omega_1}; \quad C_1 = \frac{(\omega_2 - \omega_1)}{2R_H\omega_2\omega_1}; \quad L_2 = \frac{R_H(\omega_2 - \omega_1)}{2\omega_2\omega_1}; \quad C_2 = \frac{2}{R_H(\omega_2 - \omega_1)}.$$

LC-заграждающие (режекторные) фильтры

На рис. 3.18 представлена Т-схема, у которой в последовательные плечи включены параллельные резонансные контуры, а в параллельное плечо – последовательный резонансный контур. У П-схемы последовательное и параллельные плечи будут иметь аналогичный вид.

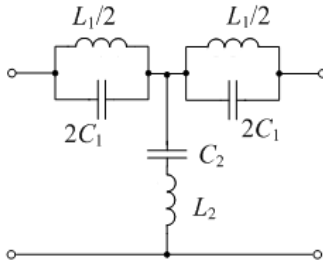


Рис. 3.18 – Электрические схемы заграждающих фильтров

Зависимости коэффициента затухания α и коэффициента фазы β представлены графически на рис. 3.19.

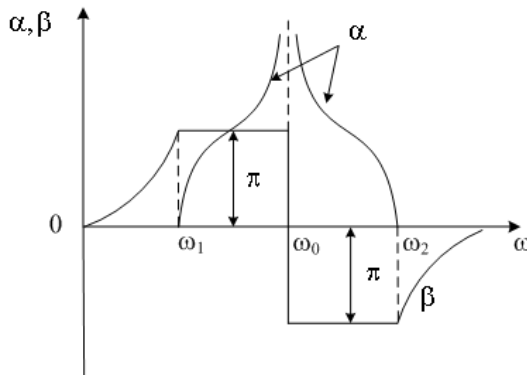


Рис. 3.19 – Частотные зависимости коэффициентов затухания и фазы заграждающих фильтров

Параметры фильтра по заданным значениям частот среза и нагрузочного сопротивления следующие:

$$L_2 = \frac{2R_H}{\omega_2 - \omega_1}; \quad C_2 = \frac{2(\omega_2 - \omega_1)}{R_H \omega_2 \omega_1}; \quad L_1 = \frac{2R_H(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_2 \omega_1}; \quad C_1 = \frac{1}{2R_H(\omega_2 - \omega_1)}.$$

Безындуктивные RC-фильтры

В последнее время в связи с развитием микроэлектроники в системах ЭВМ стали широко применяться активные RC-фильтры

Изготовление индукционных катушек для фильтров, работающих в области низких частот, сопряжено с трудностями, особенно когда катушки должны иметь большую индуктивность при высоком коэффициенте добротности. Увеличение сечения обмотки повышает массу, размеры и стоимость катушки, применение же ферромагнитного сердечника создает зависимость индуктивности от величины тока, проходящего по обмотке.

Применение пьезокварцевых резонаторов для фильтров низких частот также не всегда возможно, т. к. самая низкая частота, на которую изготавливается кварц, составляет несколько сотен герц.

Во избежание получения громоздких фильтров с низкой добротностью катушек применяют безындуктивные фильтры (RC-фильтры), состоящие из активных сопротивлений и емкостей (рис. 3.20).

При низких частотах, когда емкостное сопротивление велико, напряжение на выходе фильтра немногим меньше напряжения на его входе и, следовательно, затухание мало. С повышением частоты емкостное сопротивление убывает, напряжение на выходе уменьшается и, следовательно, затухание возрастает.

Коэффициент затухания зависит от частоты (рис. 3.20, в). Из-за малой крутизны кривой затухания однозвенного RC-фильтра применяют двух- или трехзвенный фильтр, однако при этом увеличивается затухание и в полосе пропускания.

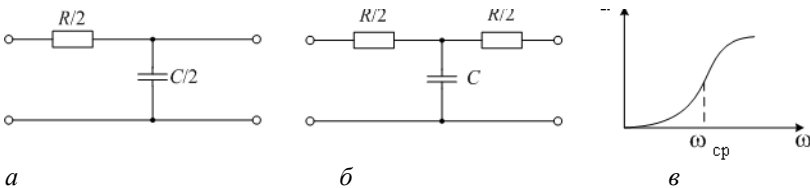


Рис. 3.20 – Электрические схемы RC- фильтров нижних частот

Из основании условия прозрачности можно найти частоту среза для разных вариантов схем:

$$\operatorname{sh} \alpha \approx \alpha \approx \sqrt{\frac{\omega RC}{2}}.$$

За частоту среза RC -фильтра нижних частот условно принимается частота, при которой равны активное и емкостное сопротивления ветвей Γ -образного звена, т. е.

$$\frac{R}{2} = \frac{2}{\omega_{\text{cp}} C} \quad \text{или} \quad \frac{\omega_{\text{cp}} RC}{4} = 1.$$

Тогда $\operatorname{sh} \alpha = 2,2$; откуда $\alpha = 1,53$ дБ.

На рис. 3.21, *а, б* представлена схема RC -фильтра верхних частот.

При низких частотах, когда емкостное сопротивление велико, напряжение на выходе фильтра мало, т. е. получается большое затухание (при постоянном токе – бесконечно большое). С увеличением частоты емкостное сопротивление уменьшается и напряжение на выходе возрастает, т. е. затухание убывает. Частотная характеристика собственного затухания такого фильтра показана на рис. 3.21, *в*.

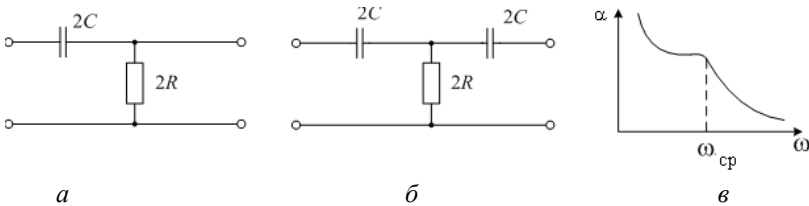


Рис. 3.21 – Электрические схемы RC - фильтров верхних частот

На основании условия прозрачности можно найти частоту среза для разных вариантов схем:

$$\operatorname{sh} \alpha \approx \sqrt{\frac{1}{2\omega RC}}.$$

Если за частоту среза условно принять частоту, при которой сопротивления ветвей Γ -образного звена равны друг другу

$$2R = \frac{1}{2\omega_{\text{cp}}C} \quad \text{или} \quad \frac{1}{4\omega_{\text{cp}}RC} = 1,$$

тогда

$$\text{sh } \alpha = 2,2; \quad \alpha \approx 1,53 \text{ Нп.}$$

Простейшие схемы полосового и заграждающего RC -фильтров и примерные частотные характеристики затухания приведены на рис. 3.22, *а*, *б* и рис. 3.22, *а*, *б*.

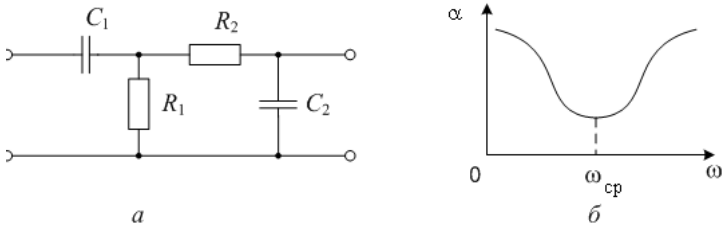


Рис. 3.22 – Электрические схемы и характеристики полосовых RC - фильтров

Работа полосового RC -фильтра основан на том, что емкость первого звена обуславливает затухание более низких частот, а емкость второго звена – затухание более высоких частот.

Средняя частота полосы пропускания, при которой собственное затухание фильтра минимально ориентировочно равна

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}.$$

При $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$:

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi RC}.$$

Заграждающий RC -фильтр (рис. 3.23, *а*) состоит из двух параллельно соединенных Т-образных RC -фильтров верхних и нижних частот. Соответствующим подбором параметров элементов можно добиться того, что при определенной частоте токи на выходе обеих Т-образных схем будут равны по величине и противоположны по знаку, вследствие чего ток в нагрузке будет равен нулю.

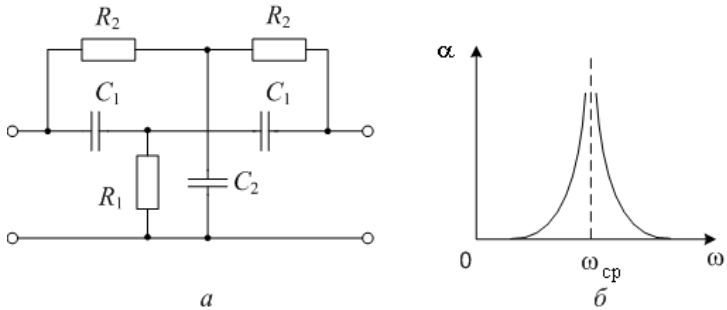


Рис. 3.23 – Электрические схемы и характеристики заграждающих RC- фильтров

Следовательно, затухание на этой частоте будет бесконечно большим (рис. 3.23, б).

RC-фильтры часто применяются в сочетании с усилителем. В этом случае в полосе пропускания не только отсутствует затухание, но и, наоборот, имеет место усиление.

Ферритовые фильтры

Для создания фильтров в задачах обеспечения ЭМС широкое распространение получили ферритовые фильтры на основе ферритовых колец (рис. 3.24).

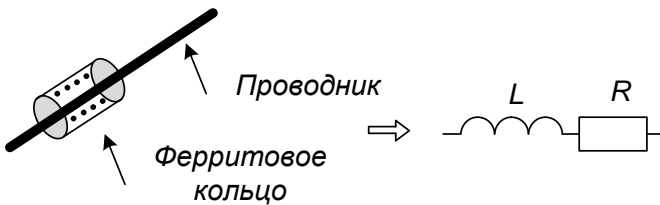


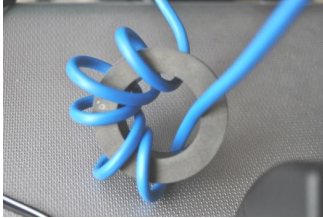
Рис. 3.24 – Устройство ферритового фильтра

Ферритовое кольцо увеличивает индуктивность проходящего через него участка провода в несколько сотен (вплоть до тысяч) раз, что и обеспечивает подавление помех высокой частоты.

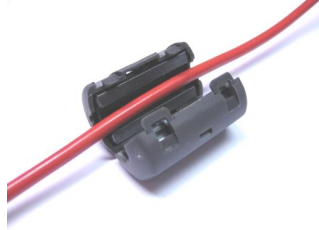
Действие фильтра основано на индуктивных свойствах участка провода с ферритовым кольцом и поглощении высокочастотных электромагнитных процессов, соответствующих распространению помех по проводу. Фильтры

эффективны для ослабления высокочастотных колебаний, вызываемых переходными процессами при переключении устройств РЭО.

Ферритовые фильтры используются как дополнительные внешние фильтры, как правило, для устройств, имеющих длинные соединительные кабели (рис. 3.25 а,б).



а).



б).

Рис. 3.25 – Фильтр, установленный на одиночный провод (а), разборный фильтр на защелках (б)

3.2. Подавление внеполосных помеховых излучений РЭС

При передаче речевых сообщений (при амплитудной модуляции) внеполосные излучения возникают в радиопередатчике из-за амплитудного ограничения сигнала. Амплитудное ограничение используется для повышения помехозащищенности путем снижения пик-фактора речевых сообщений. За счет ограничения увеличивается средняя мощность слабых составляющих сигнала (согласные звуки) и уменьшается средняя мощность пиковых составляющих (гласные звуки). При этом не снижается разборчивость речи, поскольку имеется информационная избыточность. Однако, окраска передаваемой речи несколько теряется.

При передаче речевых сообщений при частотной модуляции внеполосные излучения возникают из-за амплитудного ограничения на выходе усилителя низкой частоты.

При передаче телеграфных сообщений внеполосные излучения возникают из-за крутых фронтов телеграфных посылок. Для уменьшения внеполосных излучений рекомендуется заваливать фронты посылок в пропорции

$$\frac{t_{\text{уст}}}{t} = 0.15 \dots 0,2$$

где $t_{\text{уст}}$ – время нарастания и спада фронтов посылки;
 t – общая длительность посылки.

Для заваливания фронтов посылок на выходе манипулирующего каскада обычно ставится фильтр нижних частот (рис. 3.26). Этим способом обеспечивается изменение структура спектра, его ширины (табл.1) и подавление нежелательных излучений.

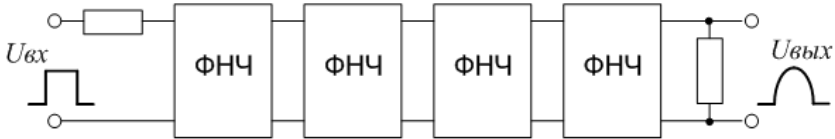


Рис. 3.26 – Схемы включения фильтров нижних частот

Таблица 1

Форма посылок	Ширина занимаемой полосы частот
Прямоугольная	20,6 1/t
Трапецидальная тверш / toscн = 0,8	6,5 1/t
Треугольная	2,6 1/t
Косинусоидальная	2,5 1/t

3.3. Экранирование устройств РЭС

Если при расчёте или измерении оказывается, что критериальная величина (напряжение помехи, соотношение «сигнал – помеха» или другие) не соответствует требованиям, тогда для обеспечения ЭМС требуется принять меры:

1. Применить экранирование проводов линий РЭС. Поставить вносящие ослабление помехи экраны, организовать частотный разнос РЭС (рис. 3.27).
2. Организовать пространственный разнос источника и рецептора, установить электрические фильтры и т.п.

Экранированием называется локализация электромагнитного поля в определенном пространстве путем ограничения его распространения всеми возможными способами.



Рис. 3.27 – Применение экранирования проводов в бортовых РЭС

Практическое действие экрана теоретически обычно оценивают эффективностью экранирования

$$\Theta = \frac{E_1}{E_2}, \quad \text{или} \quad \Theta = \frac{H_1}{H_2},$$

где E_1 и H_1 – напряженности электрического и магнитного полей на внешней стороне экрана, E_2 и H_2 – напряженности электрического и магнитного полей на внутренней стороне экрана.

Электромагнитный экран – конструкция, предназначенная для ослабления электромагнитных полей, создаваемых какими-либо источниками в некоторой области пространства, не содержащей этих источников.

Задачи расчёта ослабляющего действия экранов решаются приближённо.

Для ослабления электромагнитных полей (ЭМП) осуществляют локализация источник помех. Кроме того для защиты от воздействия внешних помех используют экраны внешнего электромагнитного поля – во внутренней полости которых помещаются чувствительные к этим полям РЭС.

Режимы работы экрана определяются соотношением расстояния r от источника излучения до приемника и длиной волны λ , а также преобладанием электрического или магнитного полей. Различают следующие режимы:

- электростатический (при $r \ll \lambda$), когда преобладает электрическая составляющая;

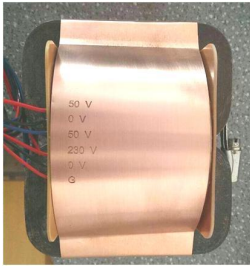
- магнитостатический (при $r \ll \lambda$), когда преобладает магнитная составляющая;

- электромагнитный (при $r \gg \lambda$), когда обе составляющие равноценны.

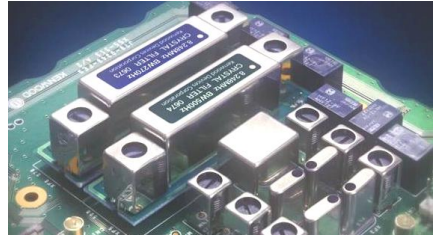
Учитывая данные режимы, применяют разные виды экранирования.

Электростатическое экранирование

Электростатическое экранирование состоит в шунтировании паразитной емкости (между источником и приемником наводок) на корпус. Эффективность не зависит от толщины металла экрана. Часто электростатические экраны это тонкий слой металлизированного диэлектрика. В трансформаторах часто экран выполняют в виде незамкнутого кольца из медной фольги или обмоток, один конец которых заземлен (рис.3.28 а).



а).



б).

Рис. 3.28 – Электростатическое экранирование трансформаторов

Для того чтобы уменьшить нежелательное влияние электромагнитного поля катушек индуктивности на другие элементы РЭС, а также влияние внешних полей на катушку, ее помещают внутри металлического экрана. Он выполняет функции защиты не только катушек, но и отдельных каскадов и цепей, а также устройства в целом от нежелательных взаимных связей через электромагнитное поле (рис.3.28 б). Для улучшения проявления экранирующего эффекта необходимо выбирать материал экрана с малым значением удельного сопротивления и обеспечивать хороший электрический контакт экрана с корпусом. Наилучшим материалом для экрана может быть серебро или медь. Однако на практике применяются более дешевые алюминиевые экраны.

Магнитостатическое экранирование

Защита осуществляется от постоянных и медленно меняющихся магнитных полей. Экраны изготавливают в основном из ферромагнитных материалов (пермаллой, сталь, ферриты) с большой магнитной проницаемостью (рис.3.29 а) [14].



Рис. 3.29 – Экраны для защиты от магнитных полей в электронно-оптических приборах РЭО (а), для помещений (б)

При наличии такого экрана силовые линии магнитного поля проходят в основном по его стенкам, которые обладают малым магнитным сопротивлением по сравнению с сопротивлением воздушного пространства около экрана (магнитное шунтирование). Эффективность экранирования таких полей зависит от магнитной проницаемости экрана и его толщины, а также от наличия стыков и швов, расположенных перпендикулярно силовым линиям магнитного поля. Магнитные экраны, как правило, отличаются большой массой, сложностью изготовления и высокой стоимостью исходных материалов. Неоднородности в виде щелей, отверстий, плоскостей разреза не должны препятствовать силовым линиям магнитного поля.

В настоящее время применяется технология изготовления экранов магнитных полей промышленной частоты в виде гибких полотен из лент аморфных и нанокристаллических магнитомягких сплавов, прошедших специальную термомагнитную обработку (рис.3.29 б) [13].

Электромагнитное экранирование

Под электромагнитным экранированием понимается комплекс мер, ограничивающих область распространения электромагнитных волн. Электромагнитный экран – это металлическая оболочка, которая используется для исключения влияния экранированного оборудования на другие приборы и людей. Путем окружения такой оболочкой источника переменного электромагнитного поля можно исключить влияние этого источника на устройства, расположенные вне оболочки. Чем выше частота и толщина стенок экрана, тем экранирующее действие выше. Эффективное экранирующее действие достигается при толщине стенок, которая равна длине волны в веществе экрана. Объясняется это тем, что в момент проникновения волны в проводящее полупространство происходит ослабление поля. Экран может состоять из

сплошного однородного металла или же представлять собой многослойную конструкцию (рис.3.30) [14].



Рис. 3.30 – Экран для защиты от электромагнитных полей

Многослойным экран делают для избежания эффекта насыщения. Желательно при этом, чтобы по отношению к экранируемому излучению каждый последующий слой имел начальное значение магнитной проницаемости большее, чем предыдущий.

При электромагнитном экранировании происходит потеря части энергии в экране. В связи с этим материал и размеры экрана при его разработке выбираются на основании допустимых потерь, вносимых экраном в экранируемую цепь.

3.4. Критерии оценки качества функционирования РЭС ГА при воздействии помех

Правила построения критериев оценки качества функционирования РЭС в условиях воздействия помех сводятся к определению возможного уровня изменения технических характеристик РЭС. Оценка выходных параметров РЭС подразделяется на два этапа, общим для которых является необходимость определения статистических характеристик сигналов, шумов и помех на выходе приемо-анализирующего тракта.

Первый этап называется анализом качества РЭС ГА в сложившейся или прогнозируемой ЭМО, характеризуемой уровнем НЭМП в точке приема в широкой полосе частот.

Второй этап обычно называется этапом разработки организационно-технических рекомендаций и мероприятий по обеспечению заданного уровня функционирования РЭС, дислоцированных в общем территориальном районе, с учетом выдерживания ЭМС.

Показатели качества РЭС, по существу, являются примерами, образующими функцию полезности, представляющую собой многопараметрический

вектор-функционал состояния РЭС. Функция полезности монотонно зависит от вероятности выполнения поставленных перед РЭС ГА задач в условиях воздействия помех.

Для аналоговых и цифровых систем предложено использовать критерий устойчивости качественных показателей, определяемый в первом случае как изменение отношения сигнал/помеха на выходе и входе приемника, а во втором как изменение вероятности ошибки приема информации, представленной в виде цифрового кода.

Специальные методы анализа функционирования РЭС в условиях помех позволяют рассчитать исключительно важный показатель - критерий защитного отношения сигнал/помеха, устанавливающий максимально возможный уровень входного помехового воздействия, при котором обеспечивается заданное техническое состояние РЭС в течение всего процесса эксплуатации.

Эффективность использования радиочастотного спектра определяется с помощью критерия, учитывающего полезный результат, получаемый от анализируемых РЭС, занимавшие полосу частот и объем свободного пространства.

Данные критерии позволяют существенно уменьшить размерность задачи опенки ЭМС РЭС ГА, получаемую на более ранних этапах решения.

3.5. Влияние помех на показатели качества функционирования РЭС ГА

При определении защитных отношений сигнал/(шум+помеха) необходимо исходить из заданного уровня качества Функционирования анализируемых РЭС. В общем случае задача становится многоступенчатой, ибо на первом этапе перед исследователем встанет проблема оценки уровня характеристик РЭС. Тем не менее от решения этой задачи можно отказаться, если принять в качестве опорных значений тактико-технических параметров РЭС, заданные в нормативно-технической документации (нормы ИКАО, СЭВ, ГОСТ и др.)

Для количественной оценки защитных отношений необходимо иметь аналитические модели, позволяющие рассчитывать степень ухудшения (изменения) выходных характеристик РЭС, обусловленную влиянием помеховых сигналов. Наравне с традиционными методами анализа нелинейных и параметрических цепей, статистических исследований совместного прохождения смеси сигнал + помеха через приемо-анализирующие тракты РЭС, широкое распространение получили методы моделирования, реализуемые с помощью современных вычислительных средств.

При построении аналитических моделей для определения защитного отношения сигнал/(помеха+шум) учитывают характеристики тракта обработки, характер системы (аналоговая или цифровая). Расчеты строятся на определении выходного сигнала приемо-анализирующего тракта, что в конечном итоге позволяет произвести сравнительную оценку отношений сигнал/шум и сигнал/(шум+помеха) и далее определить возможный диапазон изменения

параметров помехового сигнала, в котором воздействие помехи не ухудшает выходные характеристики анализируемой РЭС. Основными параметрами помехи, учитываемыми при определении защитного отношения сигнал/(шум+помеха) являются частотная расстройка и амплитуда. Амплитудные свойства НЭМП можно характеризовать распределением энергии в частотном диапазоне, т.е. функцией ковариации. Эта же характеристика отражает и частотные свойства помехи. Кроме этого, для оценки допустимого уровня помехи необходимо знать ее мощность, которая определяется путем интегрирования ее энергетического спектра и избирательностью анализируемого приемного тракта.

Знание качества функционирования линейной части приемника в условиях отсутствия НЭМП и их воздействия позволяет обосновать защитное отношение сигнал/(помеха+шум) и учесть влияние вида обработки сигналов.

3.6. Электромагнитная обстановка в аэропортах ГА

Аэропорт— комплекс сооружений, предназначенный для приёма, отправки, базирования воздушных судов и обслуживания воздушных перевозок, имеющий для этих целей аэродром (рис. 3.28а), аэровокзал (в крупных аэропортах несколько аэровокзалов) (рис. 3.28б), один или несколько грузовых терминалов и другие наземные сооружения и необходимое оборудование.



а).



б).

Рис. 3.28

Перечень и состав объектов управления воздушным движением, навигации, посадки и связи, устанавливаемых в аэропортах ГА, определяются в соответствии с классами аэропортов и аэродромов, регламентируется документами ИКАО и МГА.

Международный аэропорт — аэропорт, который открыт для приёма и отправки воздушных судов, выполняющих международные воздушные перевозки, и в котором осуществляется пограничный и таможенный контроль.

Класс аэропорта определяется годовым объёмом пассажирских перевозок (пассажиरोбменом), то есть суммарным количеством всех прилетающих и вылетающих пассажиров, включая транзитных пассажиров (с пересадкой из одного воздушного судна в другое).

Классификация аэропортов в зависимости от годового объёма пассажирских перевозок:

Аэропорты с годовым объёмом перевозок более 10 млн чел. относятся к внеклассным (табл.2), а с годовым объёмом перевозок менее 100 тыс. чел. — к неклассифицированным.

Таблица 2

Класс аэропорта	Годовой объём пассажирских перевозок, тыс. человек
I	10000—7000
II	7000—4000
III	4000—2000
IV	2000—500
V	500—100

В настоящее время используются следующие типы аэродромов:

- гражданские (для наземного обеспечения гражданских пассажирских и грузовых воздушных перевозок, входят в состав аэропортов;
- трассовые — для выполнения авиационных рейсов;
- учебные — для обучения и тренировки курсантов летных училищ;
- заводские — для испытания воздушных судов после ремонта на авиастроительных и авиаремонтных заводах и отправки прошедших испытания воздушных судов в аэропорты приписки;
- для выполнения авиационных работ.
- экспериментальные (для испытания авиационной техники на авиационных заводах и полигонах)

Основными критериями по размещении РЭС в аэропортах ГА относительно к взлетно-посадочной полосы (ВПП) являются:

- исключение влияния РЭС как летных препятствий;
- обеспечение перекрытия воздушных трасс данного районного центра и получение минимальных углов закрытия в направлениях, совпадающих с трассами и воздушными коридорами;
- обеспечение условий нормального функционирования каждого РЭС с оптимальными технико-экономическими показателями;

возможность соблюдения минимально допустимых расстояний от РЭС до населенных пунктов, различных зданий, сооружений и т.п., а также между самими РЭС.

В зависимости от класса аэропорта состав РЭС может варьироваться достаточно в широких пределах. Есть часть средств, тесно привязанных ВПП, что определяет сложность выполнения вышеотмеченных требований по размещению и приводит зачастую к компромиссным решениям, влияющим, естественно, на электромагнитную обстановку (ЭМО). По используемому оборудованию и принципу действия различают следующие системы посадки:

- упрощенные системы посадки (ОСП – оборудование системы посадки);
- радиолокационные системы посадки (РСП);
- радиомаячные системы посадки (РМСР).

Упрощенные системы посадки обеспечивают вывод воздушного судна на аэродром, выполнение предпосадочного маневра и определение места воздушного судна в двух фиксированных точках траектории посадки. Наземное оборудование включает дальний и ближний приводные радиомаркерные пункты (ДПРМ и БПРМ), оснащенные дальней и ближней приводными аэродромными радиостанциями (ПРС) и маркерными радиомаяками (МРМ) [14]. Типовой вариант размещения радиотехнических средств данной системы посадки на аэродроме показан на рис. 3.29.

При воздействии помех в выходном сигнале приемника кроме полезной информации содержится информация о реальной ЭМО в районе аэропорта. Этот сигнал можно зарегистрировать и подвергнуть в дальнейшем специальной статистической обработке. При этом собственно статистические характеристики сигнала зависят от того, находится ли радиоприемное устройство под воздействием полезного выходного сигнала или на его вход действует совокупность сигналов и помех.

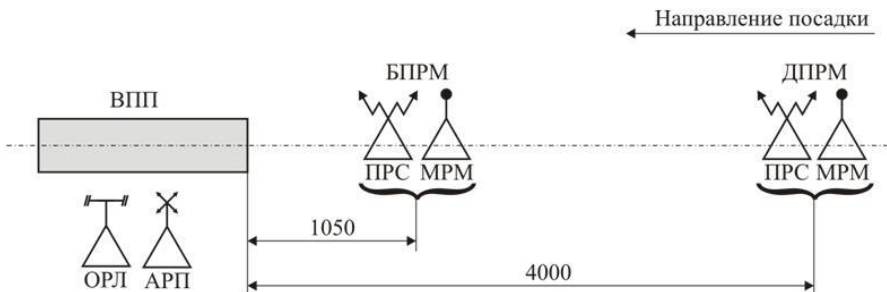


Рис. 3.29 – Типовой вариант РЭС упрощенной системы посадки

Установление наиболее опасных каналов приема, по которым происходит поражение радиоприемных устройств НЭМП, позволяет по полученной ве-

роятностной оценке разобрать рекомендации по обеспечению ЭМС. Для этого производится анализ спектральных составляющих взаимодействующих РЭС, устанавливаются потенциально возможные источники помех с учетом их временной развязки и проводится оценка энергетических характеристик полезного и помехового сигналов.

Для бортовых систем необходимо производить оценку ЭМО с учетом связи между антеннами. Коэффициент связи при этом определяется с помощью следующих методов:

- использование модифицированной геометрической теории дифракций;
- учет экранирования фюзеляжа;
- использование поправочного коэффициента;
- экспериментально.

Количественные методы анализа состояния и прогнозирования (оценки) возможностей обеспечения ЭМС РЭС ГА основываются на результатах решения следующих задач:

- исследование показателей ЭМС устройств и их элементов;
- исследование электромагнитной обстановки;
- исследование выполнения ЭМС в конкретной группе средств.

При решении первой из перечисленных задач изучению подлежат как характеристики РЭС, являющиеся причиной возникновения НЭМП, так и характеристики, которые определяют подверженность приемника (рецептора) действию непреднамеренных электромагнитных помех. В число рассматриваемых проблем входит определение:

- количественных характеристик неосновных излучений радиопередающих устройств;
- уровней и спектрального состава промышленных помех, создаваемых различными устройствами;
- параметров, характеризующих восприимчивость (ХЧМ) приемоанализирующих трактов вне основного канала приема сигналов как антеннами, так и по цепям электропитания, управления и коммутации;
- восприимчивость электронных устройств при воздействии помех через корпуса, по цепям электропитания и т.п.

К этому же ряду проблем относится определение качественных показателей РЭС, подвергшихся действию непреднамеренных помех, и проводимая в дальнейшем оценка соотношения между защитным отношением и найденным реальным значением отношения сигнал/(помеха+шум).

Задачи определения характеристик ЭМС могут решаться на основе детерминированного или вероятностного подхода, причем последний более адекватен, т.к. учитывает случайный характер влияющих на ситуацию различных факторов.

Задача исследования ЭМС сводится к определению условий (прогнозируемых или реальных), в которых должно функционировать конкретное РЭО или группа РЭС, и выработке количественных оценок по степени влияния

рассматриваемого класса помех на конкретное средство. По отношению к рассматриваемым образцам РЭО ЭМС может быть внешней и внутренней.

К числу рассматриваемых при этом проблем относятся: определение степени загрузки отдельных частотных диапазонов средствами различных радиослужб; нахождение зависимостей уровней неумышленных помех от пространственных, временных, частотных, поляризационных соотношений; составление соответствующих гистограмм распределения энергетических уровней и частот излучения передатчиков и чувствительности приемников, уровней промышленных помех в окружающем пространстве и на объектах, уровней помех в управляющих цепях и проводах питания; расчет зон, в пределах которого уровни конкретных помех не превышают допустимого значения. Как и в предыдущем случае, расчеты могут быть детерминированными или вероятностными.

Третья группа задач выполняется с целью установления факта ЭМС и при ее нарушении – нахождения конкретных причин несовместимости, включая выявление источников НЭМП, причин распространения помех и путей их воздействия на рецепторы. Базируясь на данных, полученных на первых двух этапах, решение данной задачи дает ответ на вопрос о наличии или отсутствии совместимости средств, для чего и устанавливается характер влияния помех и проводится оценка результатов этого влияния на качество функционирования РЭС в данной группе.

Необходимо точно уяснить отличия методов оценки ЭМС:

- а) по виду оценки ЭМС – парная, групповая или комплексная;
- б) по характеру учитываемых функциональных связей между анализируемыми средствами – простая или сложная логика влияния;
- в) по характеру оценки ЭМО – детерминированные представления и вероятностные (статистические);
- г) по характеру оценки качества функционирования – детерминированные и вероятностные.

Оценка энергетических характеристик помехи базируется на использовании классической формулы связи, а нормы частотного и территориального разноса выбираются исходя из полученной ранее величины требуемой вероятности обеспечения ЭМС.

Вопросы для самопроверки

1. Как влияет классность аэропорта на состав РЭО обеспечения полетов?
2. Приведите примеры взаимного влияния наземных и бортовых РЭС ГА.
3. Для конкретного состава оборудования приведите анализ наиболее опасных каналов приема.
4. Что такое электростатическое экранирование?
5. Приведите примеры взаимного влияния наземных и бортовых РЭС ГА.
6. Каковы этапы оценки ЭМС РЭС и в чем их основная сущность?

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Быховский и др. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Том 2. Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем. – М.: Красанд, 2012. – 376 с.
2. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем: Учебное пособие / Под редакцией М.А. Быховского. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 376 с.
3. Д.Уайт. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – М.: Книга по Требованию, 2012. – 464 с.
4. И.Я. Вагин и др. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике. – М.: Высшее профессиональное образование, 2011. – 214 с.
5. Л.Н. Кечиев, П.В. Степанов. ЭМС и информационная безопасность в системах телекоммуникаций. – М.: Издательский дом «Технологии», 2005. – 312 с.
6. Ю.Е. Седельников. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Учебное пособие. Казань. Новое знание. 2006. – 304 с.
7. А.Д. Князев. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
8. Стукалов С.Б. Электромагнитная совместимость. Пособие по изучению дисциплины и контрольные задания. – М.: МГТУ ГА, 2017. 32 с.
9. ГОСТ 23872-79 Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик (с изменениями № 1, 2).
10. Воздушный кодекс РФ.
11. Федеральный закон «О связи» РФ – N 126-ФЗ.
12. Регламент радиосвязи (Международный союз электросвязи).
13. Официальный сайт компании Азимут фотоникс. [Электронный ресурс] // URL: <http://www.azimp.ru/>.
14. Официальный сайт ФГУП ЦНИИ конструкционных материалов «Прометей» им. И.В. Горынина. Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт». [Электронный ресурс] // URL: <http://www.crismprometeu.ru/>.
15. Приказ Министерства транспорта РФ от 20 октября 2014 г. N 297 "Об утверждении Федеральных авиационных правил "Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь в гражданской авиации».

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
1. Основные понятия и характеристики электромагнитной совместимости РЭС. Классификация электромагнитных помех	5
2. Характеристики функционирования технических устройств РЭС	10
2.1. Характеристики антенно-фидерных устройств РЭС.....	10
2.2. Характеристики излучения радиопередающих устройств....	11
2.3. Характеристики функционирования радиоприемных устройств. Восприимчивость радиоприёмника. Побочные каналы приёма.....	14
2.4. Эффекты воздействия помех на радиоприемники.....	22
2.5. Результаты действия помех на приемники радиолокационных систем.....	28
3. Мероприятия по обеспечению электромагнитной совместимости РЭС. Электромагнитная обстановка в аэропортах ГА.....	33
3.1. Схемотехнические методы обеспечения электромагнитной совместимости. Ослабление помех электрическими фильтрами.....	33
3.2. Подавление внеполосных помеховых излучений РЭС.....	51
3.3. Экранирование устройств РЭС.....	52
3.4. Критерии оценки качества функционирования РЭС ГА при воздействии помех.....	56
3.5. Влияние помех на показатели качества функционирования РЭС ГА...	57
3.6. Электромагнитная обстановка в аэропортах ГА.	58
Литература.....	63