

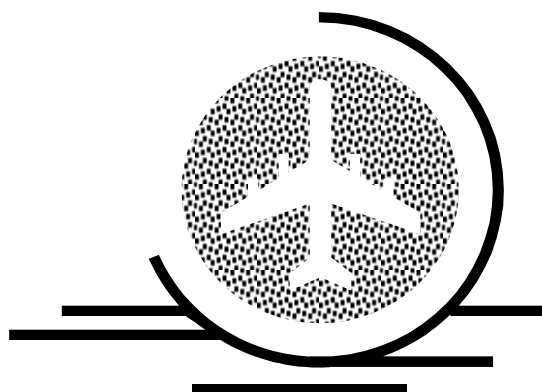


Томский государственный
университет систем управления и
радиоэлектроники

В.Г.Козлов, Е.В.Масалов, В.Н.Татаринов, А.С.Шостак

**ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭКЗАМЕН
ПО СПЕЦИАЛЬНОСТИ 160905
«ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ
ТРАНСПОРТНОГО
РАДИООБОРУДОВАНИЯ»**

Учебное пособие для подготовки студентов к сдаче
теоретической части Государственного экзамена



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

В.Г.Козлов, Е.В.Масалов, В.Н.Татаринов, А.С.Шостак

**ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭКЗАМЕН
ПО СПЕЦИАЛЬНОСТИ 160905
«ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ
ТРАНСПОРТНОГО
РАДИООБОРУДОВАНИЯ»**

Учебное пособие для подготовки студентов к сдаче
теоретической части Государственного экзамена

2012

Рецензент: доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Алексеев В.П.

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

В.Г.Козлов, Е.В.Масалов, В.Н.Татаринов, А.С.Шостак

Государственный экзамен по специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования». Учебное пособие для подготовки студентов к сдаче теоретической части Государственного экзамена.

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 171 с.

В данном учебном пособии приведены материалы, определяющие необходимый минимум для ответов по вопросам теоретической части Государственного экзамена по специальности 160905 - «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования». Для более глубокой подготовки необходимо использовать рекомендуемую в пособии литературу

© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012

© Козлов В.Г., Масалов Е.В., Татаринов В.Н., Шостак А.С., 2012

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
ВОПРОС №1. СТАДИИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РЭО	7
ВОПРОС №2. СТАДИЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО.....	10
ВОПРОС №3. СОСТОЯНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ	12
ВОПРОС №4. БАЗА ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ.....	14
ВОПРОС №5. СТРАТЕГИИ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РЭО	16
ВОПРОС №6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТО	18
ВОПРОС №7. ХРАНЕНИЕ РЭО	23
ВОПРОС №8. ПРОГРАММЫ И МЕТОДИКИ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО ...	25
ВОПРОС №9. ГРАНИЧНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ	28
ВОПРОС №10. ИСПЫТАНИЯ НА КЛИМАТИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО	30
ВОПРОС №11. ИСПЫТАНИЯ НА МЕХАНИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО	32
ВОПРОС №12. ПОНЯТИЕ НАДЕЖНОСТИ И СВОЙСТВА, ЕЁ ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ	34
ВОПРОС №13. ВИДЫ ОТКАЗОВ	36
ВОПРОС №14. ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ НЕВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ.....	38
ВОПРОС №15. ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ ВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ.....	41
ВОПРОС №16. КОМПЛЕКСНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ ВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ	44
ВОПРОС №17. ОРИЕНТИРОВОЧНЫЙ РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ	47
ВОПРОС №18. ОКОНЧАТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ ..	49
ВОПРОС №19. РЕЗЕРВИРОВАНИЕ И ЕГО ВИДЫ	52
ВОПРОС №20. РАСЧЕТ ОБЩЕГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ С ПОСТОЯННО ВКЛЮЧЕННЫМ РЕЗЕРВОМ И ЦЕЛОЙ КРАТНОСТЬЮ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОСЛЕДЕЙСТВИЯ	54
ВОПРОС №21. РАСЧЕТ РАЗДЕЛЬНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ С ПОСТОЯННО ВКЛЮЧЕННЫМ РЕЗЕРВОМ И С ЦЕЛОЙ КРАТНОСТЬЮ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОСЛЕДЕЙСТВИЯ	56

ВОПРОС №22. ОБРАБОТКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ ...	58
ВОПРОС №23. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	61
ВОПРОС №24. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ.....	65
ВОПРОС №25. ВОЗБУДИТЕЛИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ.....	69
ВОПРОС №26. СИНТЕЗАТОРЫ СЕТКИ ЧАСТОТ	73
ВОПРОС №27. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	76
ВОПРОС №28. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	80
ВОПРОС №29. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	84
ВОПРОС №30. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	88
ВОПРОС №31. ГЕНЕРАТОРЫ ДИАПАЗОНА СВЧ	92
ВОПРОС №32. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	96
ВОПРОС №33. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКОВ, ИХ ОБЕСПЕЧЕНИЕ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ	99
ВОПРОС №34. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ И УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ	103
ВОПРОС №35. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ	106
ВОПРОС №36. ДЕТЕКТОРЫ РАДИОСИГНАЛОВ.....	108
ВОПРОС №37. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ	111
ВОПРОС №38. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ.....	113
ВОПРОС №39. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И СПОСОБЫ БОРЬБЫ С НИМИ.....	116
ВОПРОС №40. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ.....	120
ВОПРОС №41. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ..	124
ВОПРОС №42. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ.....	128
ВОПРОС №43. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ	130
ВОПРОС №44. ВИДЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ.....	132
ВОПРОС №45. ФАКТОРЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН, ВЛИЯЮЩИЕ НА ИЗМЕНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА.....	135
ВОПРОС №46. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНОЙ РЛС БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	138

ВОПРОС №47. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ	140
ВОПРОС №48. ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ, ЕЁ ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ.....	142
ВОПРОС №49. ОСНОВНЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ	145
ВОПРОС №50. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ДЛЯ СИГНАЛА С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	146
ВОПРОС №51. ПРИНЦИПЫ ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	149
ВОПРОС №52. ПРЯМОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА И ЕГО СВОЙСТВА	156
ВОПРОС №53. ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА, РАЗЛОЖЕНИЕ ХЕВИСАЙДА	158
ВОПРОС №54. ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКАЯ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВАЯ ФОРМА РЯДА ФУРЬЕ	159
ВОПРОС №55. РЯД ФУРЬЕ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ.....	161
ВОПРОС №56. ПРЯМОЕ И ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ	162
ВОПРОС №57. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ СВЕРТКИ И ПРОИЗВЕДЕНИЯ ДВУХ ФУНКЦИЙ ВРЕМЕНИ	164
ВОПРОС №58. ФУНКЦИИ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ И ТЕОРЕМА ОТСЧЕТОВ	165
ВОПРОС №59. ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ И ЕГО СВОЙСТВА	167
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	169

ВВЕДЕНИЕ

Целью проведения Государственного экзамена по специальности 160905 «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» является итоговый контроль результатов теоретической части обучения согласно учебному плану по специальности и подготовка к выполнению выпускной квалификационной работы и ее защите.

Задачами Государственного экзамена являются:

- проверка знаний по техническим и специальным дисциплинам учебного плана;
- проверка практических навыков самостоятельного выполнения индивидуального творческого задания по предложенной теме.

Билет, выдаваемый каждому студенту для подготовки и сдачи Государственного экзамена, содержит два обязательных вопроса: теоретический и практический (индивидуальное творческое задание). При сдаче экзамена членами комиссии могут быть заданы дополнительные вопросы.

Не позднее, чем за пять дней до начала экзамена каждому студенту выдается индивидуальное творческое задание.

Индивидуальное творческое задание может представлять собой проработку технического предложения по совершенствованию какой-либо из систем транспортного радиооборудования, либо разработку и обоснование методики технического обслуживания и ремонта (ТОиР) какого-либо объекта транспортного радиооборудования, либо проведение исследований с целью разработки рекомендаций по совершенствованию методик ТОиР и др.

Перечень заданий формируется ежегодно комиссией по приему Государственного экзамена на основе результатов учебно-исследовательской работы или по предложениям заинтересованных организаций.

По теме задания студент должен предоставить следующие материалы:

- системный анализ в области объекта разработки;
- необходимые схемы;
- расчеты;
- результаты моделирования и другие материалы, поясняющие суть принятых решений.

Конкретный перечень представляемых материалов уточняются на этапе выдачи задания преподавателями – членами комиссии.

Участие авторов в подготовке данного учебного пособия распределилось следующим образом.

Материалы к вопросам 1...22 подготовлены доцентом кафедры КИПР Козловым В.Г., к вопросам 23...43 – профессором кафедры КИПР Шостаком А.С., к вопросам 44...51 – профессором кафедры КИПР Масаловым Е.В., к вопросам 52...59 – профессором кафедры КИПР Татариновым В.Н.

Введение подготовлено профессором кафедры КИПР Масаловым Е.В.

ВОПРОС №1. СТАДИИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РЭО

Изменения радиоэлектронного оборудования (РЭО), начиная с момента его создания и заканчивая полным разрушением и утилизацией, образуют жизненный цикл (ЖЦ). Процессы ЖЦ, условно классифицированные П.С.Давыдовым [1] (рисунок 1), характеризуются рядом стадий и этапов. Из рисунка видно, что часть этапов и стадий ЖЦ перекрываются во времени, а в процессе ЖЦ идет доработка изделия и осуществляется управление его состоянием и качеством.



ТЗ – техническое задание; Хр – хранение; Ож – ожидание; ФИ – функциональное использование; Р – ремонт; ТО – техническое обслуживание

Рисунок 1 – Типовое распределение стадий и этапов жизненного цикла

Стадиями жизненного цикла являются:

а) исследование и проектирование. Разработка РЭО на этой стадии начинается с этапов научно-исследовательской (НИР), а затем опытно-конструкторской разработок (ОКР). НИР и ОКР могут быть совмещены в научно-исследовательскую опытно-конструкторскую разработку (НИОКР). На этапе НИР проводятся научно-исследовательские работы, которые должны подтвердить возможность создания РЭО. Результатом НИР является научно-технический отчет. В результате НИР вырабатываются требования к техническому заданию (ТЗ) на ОКР. Результатом ОКР является представление опытных образцов изделий, которые должны пройти заводские или государственные испытания. На основании испытаний делается заключение о начале производства данного РЭО. По ГОСТ 2.103-68 НИР и ОКР включают в себя стадии, приведённые в таблице 1;

Таблица 1 – Стадии разработки НИР и ОКР

№ п/п	Стадии разработки	Этапы работ
1	Техническое задание	Разработка технического задания
2	Техническое предложение	Подбор материалов. Разработка и утверждение технического предложения по результатам анализа ТЗ и литературы. Конструкторской документации (КД) присваивается литера «П»
3	Эскизный проект	Разработка эскизного проекта с присвоением КД литеры «Э». Изготовление и испытание макетов. Рассмотрение и утверждение эскизного проекта
4	Технический проект	Разработка технического проекта с присвоением КД литеры «Т». Изготовление и испытание макетов. Рассмотрение и утверждение технического проекта
5	<p>Разработка рабочей документации (рабочий проект):</p> <p>а) опытный образец (партия)</p> <p>б) установочная серия</p> <p>в) серийное или массовое производство</p>	<p>Разработка КД для изготовления и испытания опытного образца (партии). Изготовление и заводские испытания опытного образца.</p> <p>Корректировка КД по результатам изготовления и испытаниям с присвоением КД литеры «О».</p> <p>Государственные, межведомственные, приемочные и др. испытания опытного образца. Корректировка КД по результатам этих испытаний с присвоением литеры «О».</p> <p>При проведении повторных испытаний и корректировке КД присваиваются литеры «О1», «О2» и т.д.</p> <p>Изготовление и испытание установочной серии.</p> <p>Корректировка КД по результатам этих работ и оснащение технологического процесса с присвоением КД литеры «А».</p> <p>Изготовление и испытание головной (контрольной) партии изделия. Корректировка КД по результатам этих работ с присвоением КД литеры «Б». КД должна быть окончательно отработана и проверена по зафиксированному и полностью оснащеному технологическому процессу.</p>

б) изготовление изделий, включающее конструкторскую (таблица 1, пункт 5) и технологическую подготовку производства, становление производства и подготовку изделий к транспортированию и хранению;

в) обращение изделий, на которое организуется максимальное сохранение качества продукции в период транспортирования и хранения;

г) эксплуатация, которая является основной в ЖЦ и включает целевое использование изделия в соответствии с назначением; техническое обслуживание и профилактическое восстановление; ремонт и восстановление после отказа;

д) на последнем этапе эксплуатации после потери изделием потребительских качеств реализуется операция его утилизации при максимальном использовании утилизированных веществ.

ВОПРОС №2. СТАДИЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО

Термин «эксплуатация» происходит от французского слова *exploitation*, означающего получение пользы или выгоды из чего-либо. В широком смысле эксплуатация – это систематическое использование человеком производительных сил. В техническом плане эксплуатацию можно рассматривать как процесс использования оператором объекта для достижения требуемых результатов.

Эксплуатация радиоэлектронного оборудования (РЭО) – это совокупность работ и организованных мероприятий для поддержания РЭО в постоянной технической исправности.

Стадия эксплуатации охватывает период существования объекта от его изготовления до утилизации (см. вопрос №1, рисунок 1). Эта стадия характеризуется, в первую очередь, функционированием, то есть полезной работой, для которой РЭО создаётся. Стадия эксплуатации состоит из ряда этапов, то есть законченных по целевому назначению частей процесса эксплуатации. Обычно стадия эксплуатации РЭО состоит из следующих основных этапов: хранение, транспортирование, подготовка к применению, целевое функциональное использование изделия в соответствии с назначением, техническое обслуживание (ТО) и профилактическое восстановление, ремонт и восстановление после отказа. На стадии эксплуатации на РЭО воздействуют внешние условия, расходуется заложенный технический ресурс. В результате этого в РЭО развиваются деградиционные процессы, которые могут привести к нарушению работоспособности, то есть к возникновению отказа. Для парирования результатов воздействия деградиционных процессов ведутся работы по ТО и профилактическому восстановлению, а в случае возникновения отказа – работы по восстановлению работоспособности. Таким образом, переход РЭО из одного состояния в другое является либо следствием целенаправленного управления (ТО, ремонт), либо случайным процессом. На стадии эксплуатации (как правило, в процессе ремонта) может быть проведена модернизация РЭО.

Условия эксплуатации – это совокупность факторов, действующих на РЭО при эксплуатации: климатические условия, механические и электрические нагрузки, электромагнитные излучения, квалификация обслуживающего персонала, обеспеченность запасными частями и т.д. Классификация мероприятий при эксплуатации приведена на рисунке 2.

Под **хранением РЭО** понимается содержание его в технически исправном состоянии в течение установленного срока до реализации. В процессе хранения должны быть созданы благоприятные условия содержания техники, при которых обеспечивается сохранение работоспособности.

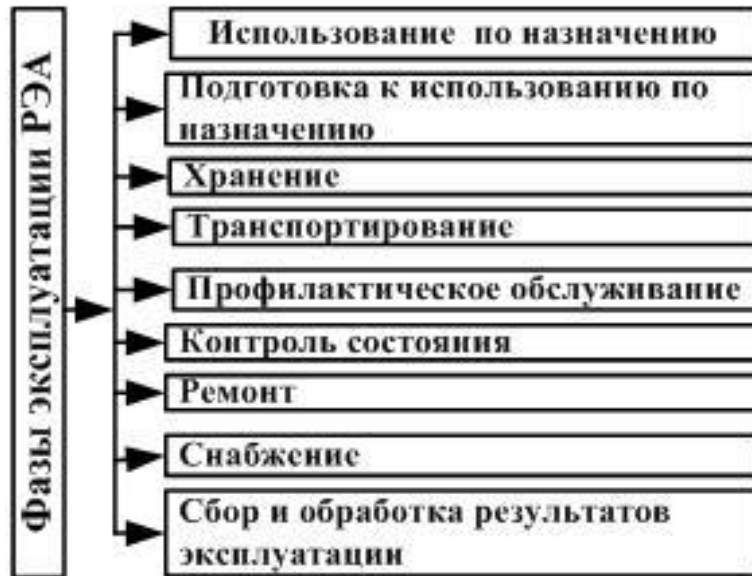


Рисунок 2 – Классификация мероприятий при эксплуатации

Транспортирование – перевозка РЭО в условиях, обеспечивающих сохранение работоспособности.

Подготовка РЭО к применению – это совокупность работ по подготовке аппаратуры к нормальному функционированию в соответствии с ее назначением и техническими условиями.

Применение РЭО по назначению – это совокупность работ, обеспечивающих нормальное функционирование аппаратуры в соответствии с техническими условиями.

Техническое обслуживание – это комплекс работ (операций) для поддержания РЭО в исправном или работоспособном состоянии при подготовке к применению по назначению, а также при хранении и транспортировании.

Ремонт – комплекс операций по восстановлению исправности или работоспособности и восстановлению ресурсов РЭО или его составных частей. **Плановым называют ремонт**, постановка на который осуществляется в соответствии с требованиями нормативно-технической документации. **Неплановый ремонт** осуществляется без предварительного назначения. Ремонт, выполняемый для обеспечения или восстановления работоспособности объекта и состоящий в замене или восстановлении его отдельных частей, называется **текущим**. Он осуществляется после возникновения отказа РЭО. Ремонт, выполняемый для восстановления исправности и частичного восстановления ресурса объектов с заменой или восстановлением составных частей ограниченной номенклатуры и контролем технического состояния составных частей, выполняемом в объеме, установленном в нормативно-технической документации, называется **средним**. Ремонт, выполняемый для восстановления исправности и полного или близкого к полному восстановлению ресурса объекта с заменой или восстановлением любых его частей, включая базовые, называется **капитальным**.

ВОПРОС №3. СОСТОЯНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Уровень надёжности радиоэлектронного оборудования (РЭО) зависит от того, в каком состоянии находится объект. Основные виды состояний объектов регламентированы в ГОСТ 27.002-89 «Надёжность в технике. Основные понятия. Термины и определения».

Под **исправным состоянием** понимают такое состояние, при котором РЭО соответствует всем требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации. **Неисправное состояние** (неисправность) – это состояние объекта, при котором он не соответствует хотя бы одному из требований нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Работоспособное состояние (работоспособность) – это состояние объекта, при котором значения всех параметров, характеризующих способность выполнять заданные функции, соответствуют требованиям нормативно-технической документации (НТД). **Неработоспособное состояние** (неработоспособность) – это состояние объекта, при котором значение хотя бы одного параметра, характеризующего работоспособность, не соответствует требованиям НТД. Для сложных объектов возможно деление их неработоспособных состояний. При этом из множества неработоспособных состояний выделяют частично неработоспособные состояния, при которых объект способен частично выполнять требуемые функции.

Неработоспособное состояние, при котором РЭО выполняет все функции, предусмотренные НТД, но показатели функционирования не соответствуют этой документации, называется **состоянием функционирования**. В **нефункционирующем состоянии** РЭО выполняет не все функции, предусмотренные в документации. Неработоспособному состоянию может предшествовать **предельное состояние**, при котором дальнейшая эксплуатация объекта недопустима или нецелесообразна, либо восстановление его работоспособного состояния невозможно или нецелесообразно. Критерии предельного состояния – это признак или совокупность признаков предельного состояния объекта, установленные НТД. В зависимости от условий эксплуатации для одного и того же объекта могут быть установлены два и более критериев предельного состояния.

Изменение состояния РЭО происходит непрерывно под действием процессов старения, а также при появлении дефектов, повреждений и отказов. Процессы старения, а также виды дефектов, повреждений и отказов рассмотрены нами в вопросе №13. Граф перехода РЭО из одного состояния в другое под действием процессов старения, из-за дефектов, повреждений и отказов, а также за счёт восстановления при техническом обслуживании и ремонтах приведён на рисунке 3. Процесс получения информации о техническом со-

стоянии РЭО основан на **прогнозировании состояния**. **Прогноз** – это предвидение изменений в развитии каких-либо событий, явлений и процессов на основании полученных данных.

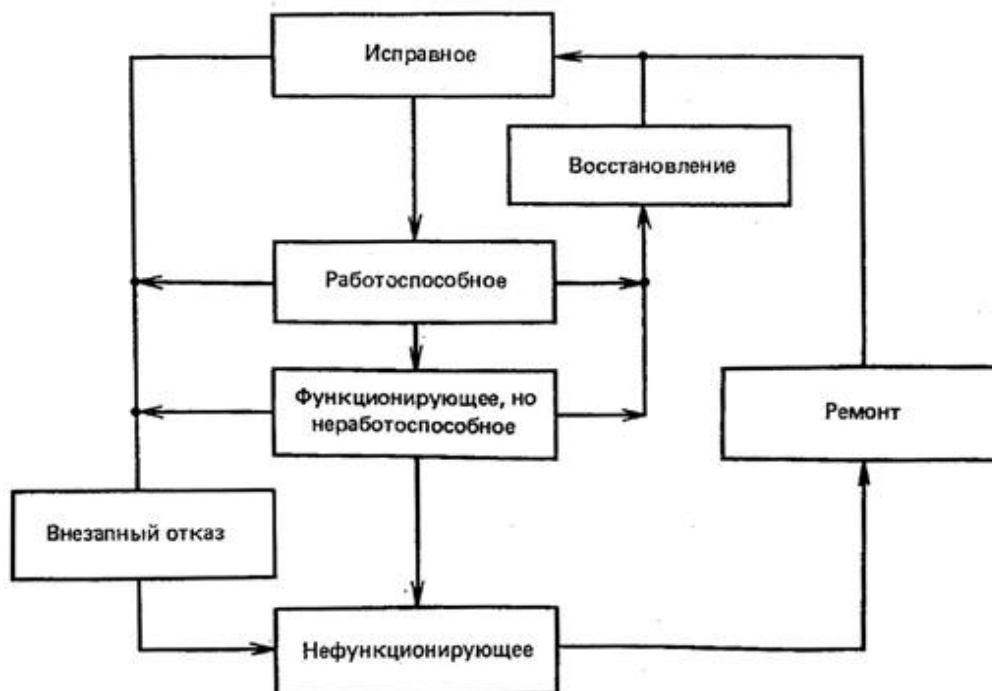


Рисунок 3 – Граф перехода РЭО из одного состояния в другое

Техническое диагностирование можно определить как **процесс получения информации о техническом состоянии РЭО** с целью управления этим состоянием и поддержанием РЭО в работоспособном состоянии. При техническом диагностировании **прогноз наступления отказа** делают при обнаружении предотказового состояния.

Предотказовое состояние $S_{\text{ПО}}(t)$ – это состояние РЭО, при котором значение диагностических параметров находится в поле упреждающего допуска. **Упреждающий допуск диагностического параметра** – диапазон изменения диагностического параметра, в котором в соответствии с эксплуатационной или ремонтной документацией нарушается исправность изделия при сохранении его работоспособности.

В состоянии исправности $S_{\text{И}}(t)$ и **работоспособности** $S_{\text{Р}}(t)$ на РЭО действуют деградационные процессы $D(t)$ старения и износа, в результате которых РЭО переходит в предотказовое состояние $S_{\text{ПО}}(t)$:

$$D(t) \rightarrow S_{\text{И}}(t) \rightarrow S_{\text{Р}}(t); \quad D(t) \rightarrow S_{\text{Р}}(t) \rightarrow S_{\text{ПО}}(t). \quad (3.1)$$

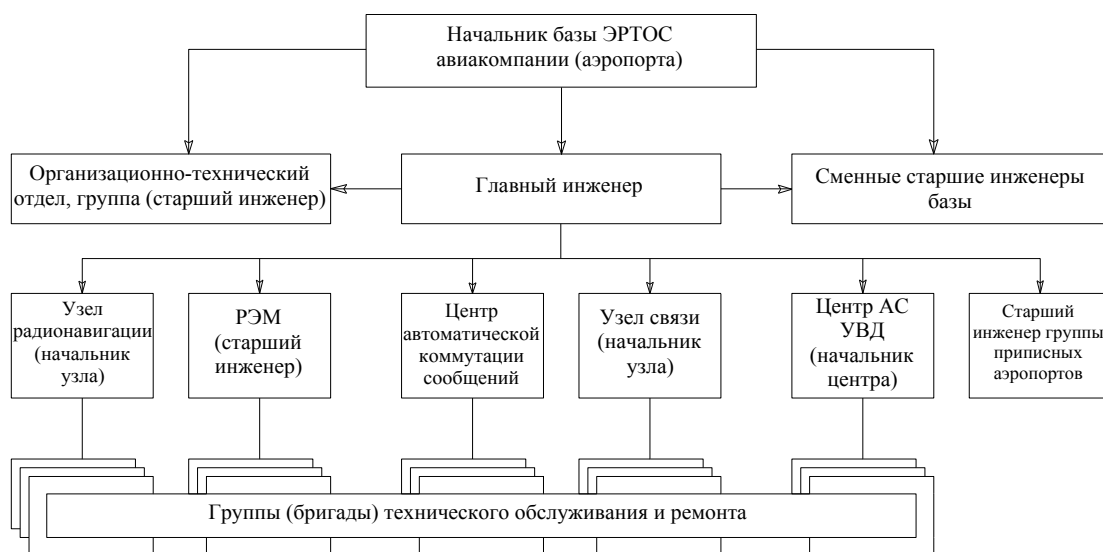
Техническое обслуживание $Y_{\text{ТО}}(t)$ возвращает РЭО в состояние **работоспособности** $Y_{\text{ТО}}(t) \rightarrow k \cdot S_{\text{ПО}}(t) \rightarrow S_{\text{Р}}(t)$. Степень воздействия должна быть пропорциональна степени деградации:

$$Y_{\text{ТО}}(t) = k \cdot [S_{\text{Р}}(t) - S_{\text{ПО}}(t)]. \quad (3.2)$$

Следовательно, прежде чем воздействовать на РЭО, надо знать, либо предполагать в результате **диагностирования**, в каком состоянии РЭО находится.

ВОПРОС №4. БАЗА ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

База эксплуатации радиотехнического оборудования и связи (ЭРТОС) гражданской авиации (ГА) является одним из подразделений, на которое возложено обеспечение безопасности, регулярности полетов воздушных судов (ВС), управления воздушным движением (УВД) и производственной деятельности авиакомпании и аэропорта. База организует производственную деятельность авиапредприятий, осуществляет обеспечение средствами навигации, УВД полетов ВС и техническую эксплуатацию этих средств. Типовая организационная структура базы ЭРТОС приведена на рисунке 4.



**Рисунок 4 – Типовая организационная структура базы ЭРТОС
крупных аэропортов**

Основные задачи базы:

- организация и осуществление ТОиР средств навигации и УВД; обеспечение высокой надежности и качества их работы; проведение доработок данных средств по бюллетеням заводов-изготовителей;
- обеспечение своевременного ввода в эксплуатацию нового и поступающего на замену оборудования;
- разработка: временных регламентов и технологических карт ТО, на которые отсутствуют регламенты; обоснованных норм времени на ТОиР этих средств и дополнительные работы; инструкций по резервированию средств навигации и УВД и др.

Многие базы ЭРТОС в настоящее время имеют сокращенные структуры. Однако в ряде аэропортов (авиакомпаний) в организационную структуру базы ЭРТОС могут входить:

- **узел радионавигации**, который имеет в своем составе командно-диспетчерский пункт, обзорно-трассовые радиолокаторы, системы посадки с ближними и дальними радиомаркерными маяками, радиотехническую систему ближней навигации, автоматические радиопеленгаторы, вспомогательные

радиолокационные диспетчерские пункты, а также отдельные приводные радиостанции;

- **узел связи**, содержащий передающий и приемный радиопункты, радиобюро и узел телеграфной связи, автоматическую телефонную станцию, средства внутриаэропортовой громкоговорящей связи, внутриаэропортовой проводной и радиосвязи, аппаратуру досмотра ручной клади и др.;

- **ремонтно-эксплуатационная мастерская (РЭМ)**, которая проводит децентрализованный ремонт оборудования и состоит из участков:

- монтажно-установочных работ и изготовления нестандартного оборудования;
- трудоемких видов ТОиР средств радионавигации, УВД, связи;
- подготовки производства и комплектования с расходной кладовой;
- капитального и среднего ремонта (КР и СР) автомобильных, носимых радиостанций, приемных устройств и антенно-фидерных устройств (АФУ);
- трудоемких регламентных работ по резервным дизель-агрегатам, стойкам автоматики, силовым щитам, аккумуляторам и др.

Организационно-технический отдел решает вопросы, связанные с нормированием труда, учетом и отчетностью. Он подчиняется непосредственно начальнику (главному инженеру) базы. В организационно-технический отдел входят группа надежности ТО и эксплуатации и группа нормирования, планирования, учета и отчетности.

Группа надежности ТО и эксплуатации разрабатывает планы проведения ТОиР и внедряет передовые методы ТОиР.

Группа нормирования, планирования, учета и отчетности совершенствует системы указанных процессов.

Некоторые региональные базы ЭРТОС в настоящее время называют службами ЭРТОС, например, структурное подразделение «Служба ЭРТОС» Новокузнецкого филиала «Аэронавигация Западной Сибири» Федерального унитарного предприятия «Государственная корпорация по организации воздушного движения в Российской Федерации». Помимо вышеописанной деятельности баз ЭРТОС указанная служба ЭРТОС осуществляет и другие работы, например:

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

Влияние на структуру баз ЭРТОС может оказывать наметившаяся активизация промышленности по развитию сервисного обслуживания.

ВОПРОС №5. СТРАТЕГИИ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ РЭО

Согласно ГОСТ 24212-80 «Система технического обслуживания и ремонта авиационной техники. Термины и определения» имеются две основные стратегии технического обслуживания: **по наработке** с программным управлением по разомкнутому циклу (стратегия ТОН) и по состоянию с управлением по замкнутому циклу с обратной связью по информации о состоянии техники (стратегия ТОС). Структурные схемы алгоритмов процессов ТО по этим стратегиям изображены на рисунке 5.

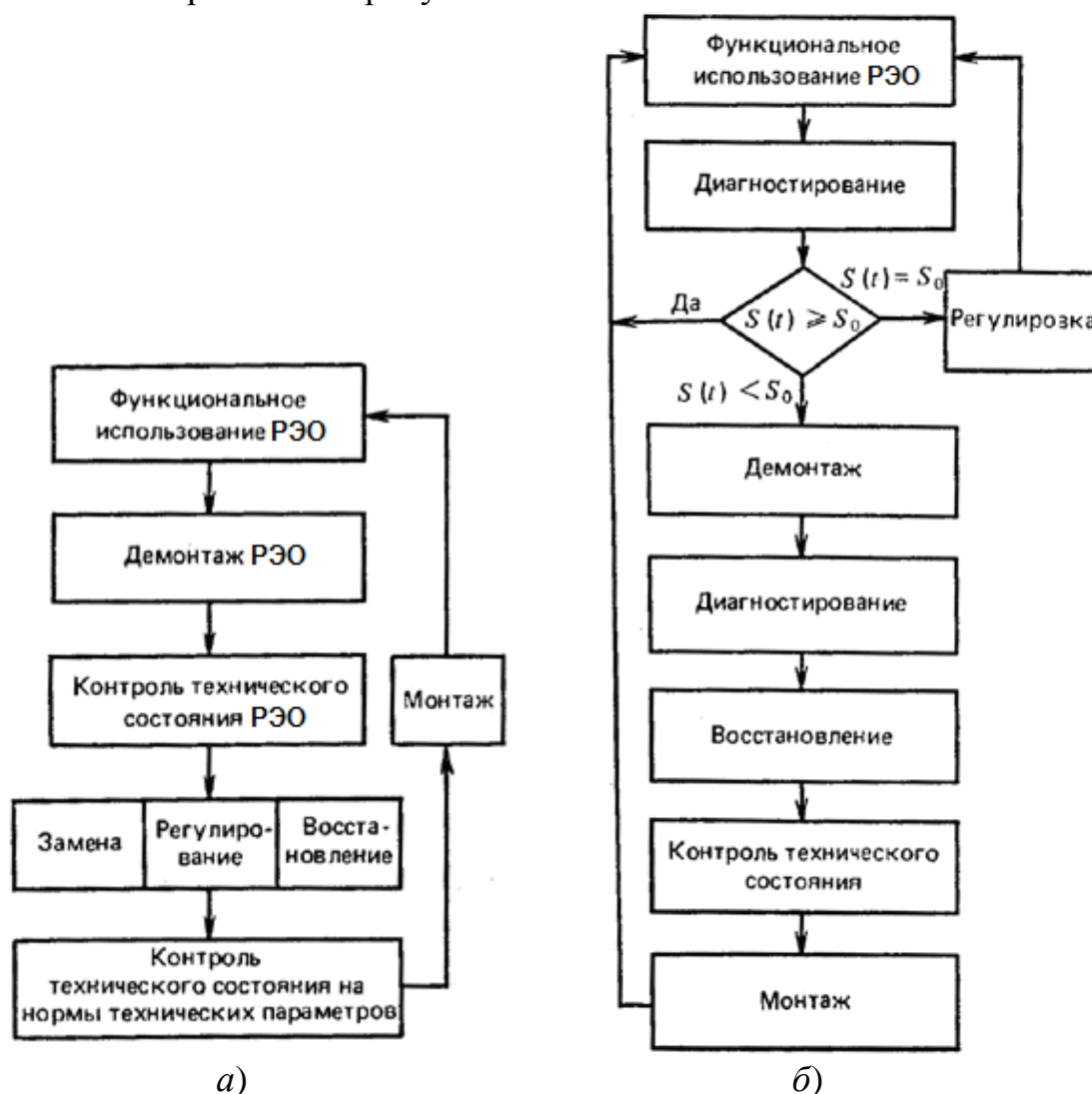


Рисунок 5 – Алгоритмы процессов технического обслуживания по наработке (а) и по состоянию (б)

Стратегия ТОН – это система правил управления техническим состоянием, согласно которой перечень и периодичность выполнения операций зависят от значений наработки изделия с начала эксплуатации или после ремонта. Эту стратегию целесообразно применять для изделий, у которых после определенной наработки поток отказов резко возрастает, а диагностика слож-

на и дорога. Оперативное, сезонное и периодическое ТО по наработке входят в так называемый **регламентированный метод**.

По стратегии ТОН РЭО (рисунок 5, а) с заданной периодичностью ТО выводится из функционального использования и демонтируется. Затем следуют операции контроля и диагностирования, позволяющие определить техническое состояние РЭО, после чего производят необходимые управляющие воздействия (замены, регулировки и восстановления). Вслед за этим вновь следуют операции контроля и диагностирования технического состояния с целью проверки пригодности РЭО к функциональному использованию. После всех этих операций следуют монтаж и функциональное использование РЭО. В настоящее время стратегия ТОН наиболее распространена при эксплуатации транспортного РЭО. При этой стратегии на ТО может попасть исправное РЭО; работоспособное, но имеющее повреждения или неработоспособное, но функционирующее РЭО.

Перечень и периодичность операций при **стратегии ТОС** определяется фактическим техническим состоянием РЭО в момент начала ТО. Контроль может быть непрерывным или периодическим. Если в результате контроля оказывается, что состояние РЭО $S(t)$ лучше чем неработоспособное состояние или предшествующее ему предельное (предотказовое) состояние S_0 , то производится функциональное использование РЭО [$S(t) > S_0$]. Если состояние РЭО $S(t)$ равно предельному (предотказовому) состоянию S_0 [$S(t) = S_0$], то проводится регулировка, меняющая состояние так, что выполнится условие $S(t) > S_0$, после этого осуществляют функциональное использование РЭО. Если произошёл деградационный или эксплуатационный отказ и в результате контроля оказывается, что состояние РЭО $S(t)$ хуже чем предельное (предотказовое) состояние S_0 [$S(t) < S_0$], то последовательно производятся: демонтаж, диагностирование, восстановление, контроль технического состояния, монтаж и, наконец, функциональное использование РЭО (рисунок 5, б).

Стратегия ТОС имеет лучшее значение коэффициента технического использования, чем стратегия ТОН и является предпочтительной для повышения надёжности РЭО. Другие преимущества стратегии ТОС:

- объём работ обратно пропорционален степени уменьшения запаса работоспособного состояния;
- уменьшается уровень конкомитантных отказов – отказов, вносимых в РЭО при выполнении работ по ТО, регулировке, демонтажу и монтажу;
- экономится комплект запасного имущества и принадлежностей (ЗИП) за счёт уменьшения числа необоснованных замен.

Если отказ изделия не имеет экономических последствий, а стоимость восстановительных работ невелика, то экономически выгодно использовать модификацию стратегии ТОС – ТО с контролем уровня надёжности, когда каждое изделие РЭО используется по назначению до отказа. Главными препятствиями при внедрении стратегии ТОС, в ряде случаев, являются несовершенство и дороговизна диагностического оборудования.

ВОПРОС №6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТО

Процесс технической эксплуатации (ТЭ) – это последовательная смена деградиционных и управляющих воздействий, при этом на РЭО действует три процесса: деградиционный (понижающий работоспособность РЭО), процесс поддержания работоспособности (ТО) и процесс восстановления работоспособности после отказа, называемый ремонтом.

Моделирование процессов ТО производят путём графического моделирования, анализа и оптимизации этого процесса, путём составления алгоритмов процессов ТО (см. вопрос №5, рисунок 5), а также алгоритмов диагностирования и поиска места неисправности в РЭО.

Определение последовательности проведения работ ТО, их продолжительности и взаимосвязей между ними решается, как правило, путем разработки **линейных (ленточных) или сетевых графиков** проведения того или иного вида ТО. Простейшей формой графического представления последовательности и продолжительности работ при проведении ТО являются линейные (ленточные) графики. На этих графиках по оси абсцисс откладывается последовательность и продолжительность работ, а на оси ординат указывается содержание работ или перечень операций. Взаимосвязь отдельных работ показывается пунктирными линиями.

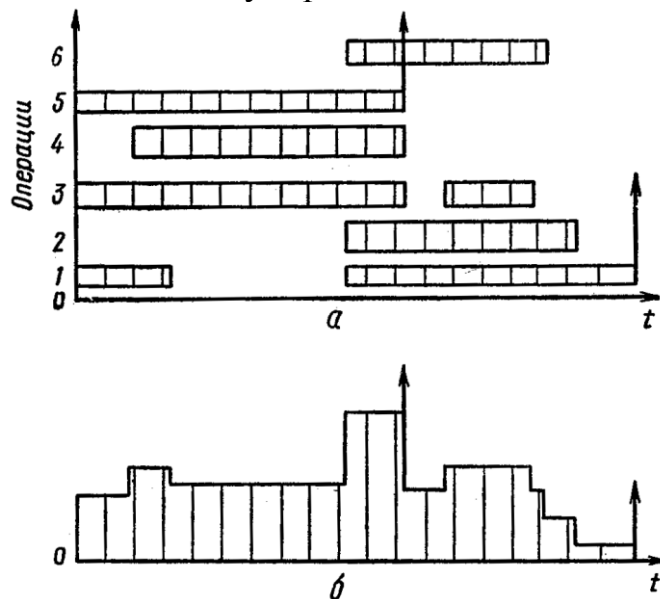
На линейном графике (рисунок 6.1, а) работы изображаются в виде лент, площади которых пропорциональны трудозатратам на выполнение этих работ (ширина ленты соответствует напряженности работы). Если просуммировать ординаты, то получим ступенчатый график (рисунок 6.1, б), характеризующий степень равномерности всех работ ТО. Если на диаграмме напряженности будут большие выбросы на отдельных участках, то это свидетельствует о неудачном планировании работ по ТО. В этом случае необходимо разработать новый ленточный график с более равномерным распределением трудозатрат за счет перераспределения сил и средств и рациональной организации работ. Для облегчения процесса контроля хода, полноты и качества выполняемых работ на ленточных графиках стрелками отмечаются события, соответствующие окончанию определенного этапа работ (контрольный осмотр закончен, автономные проверки произведены и т.д.).

В основе сетевого планирования лежит сетевой график; его разработка базируется на теории графов, теории вероятностей и математической статистике. Графическая модель представляет собой сочетание событий и работы; события обозначают кружками, а работу прямыми линиями со стрелками.

Основные требования к сетевому графику (рисунок 6.2):

- не должно быть тупиков (событие 7);
- не должно быть «хвостов» (событие 8);
- не должно быть замкнутых контуров, то есть возврата к наступившим событиям;

- не должно быть двух последовательных событий связанных двумя работами (события 1 и 2);
- должна быть выполнена нумерация событий.



a – линейный график; *б* – диаграмма напряженности работ
Рисунок 6.1 – Формы представления работ при ТО

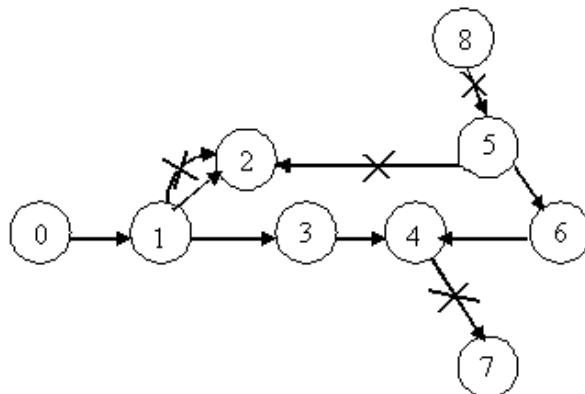


Рисунок 6.2 – Иллюстрация требований к сетевому графику

Составление алгоритма поиска места неисправности при ТО и ремонте осуществляется наиболее просто для линейных схем при использовании метода половинного деления. В схеме отказавшего РЭО (рисунок 6.3) ищется средняя точка (средний блок) с учётом или без учёта вероятности отказа, производится проверка выходного параметра в этой точке, после чего в зависимости от результата проверяют правую или левую часть схемы. На рисунке 6.3 цифра «1» означает, что сигнал на выходе блока соответствует требованиям эксплуатационной документации, а цифра «0» означают, что сигнал на выходе блока не соответствует этой документации. Существуют и другие методы составления алгоритма для поиска места неисправности при ТО и ремонте: метод ветвей и границ, информационный метод, использующий функциональные диагностические модели и т.д.

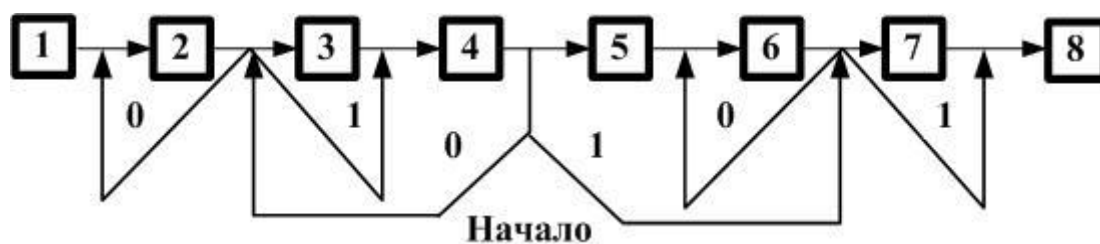


Рисунок 6.3 – Метод половинного деления

Для моделирования процессов ТО широко используют теорию массового обслуживания (ТМО), которая изучает статистические характеристики систем массового обслуживания (СМО). СМО – это совокупность однородных обслуживающих устройств (приборов, мастерских, линий связи, ремонтников, обслуживающего персонала и т.д.), называемых каналами обслуживания. Однородность каналов заключается в их способности обслужить (удовлетворить) заявку с одинаковыми среднестатистическими временными характеристиками. Термин «массовый» предполагает многократную повторяемость ситуаций (много заявок, длительное функционирование системы и т.п.). Заявки поступают в СМО в случайные моменты времени. Длительность обслуживания и промежутки между обслуживаниями являются также случайными величинами. По этой причине ТМО является разделом теории вероятностей, и все расчёты по отношению к конкретным единичным событиям носят вероятностный характер. Преобразуя случайные величины с помощью формул ТМО, получают вполне определенные неслучайные значения параметров управления (например, необходимое число каналов обслуживания, обеспечивающих заданную вероятность исправного состояния). Примерами СМО могут служить сборочные цеха, ремонтные мастерские, станции технического обслуживания, инженерно-авиационная служба, восстанавливаемая резервированная аппаратура и т.д. Основные задачи ТМО заключаются в определении пропускной способности и статических характеристик СМО. Пропускная способность СМО определяется числом обслуженных заявок в единицу времени.

СМО подразделяются на три типа: с отказами, с ожиданием и смешанного типа. В **СМО с отказами** заявки обслуживаются немедленно, если каналы свободны, или получают отказ и теряются, если все каналы заняты. Пример такой СМО – телефонная сеть. В **СМО с чистым ожиданием** все заявки выстраиваются в очередь, если каналы заняты. В **СМО смешанного типа** имеются ограничения на время пребывания заявки в системе или на длину очереди. При невыполнении требуемого ограничения заявка покидает СМО необслуженной.

В качестве моделей СМО используют ориентированные графы изменения состояний (рисунок 6.4). На рисунке 6.4 введены обозначения: λ – интенсивность отказов; μ – интенсивность восстановления при ремонте; $\mu_{ТО}$ – интенсивность восстановления при ТО; $\nu_{ТО}$ – интенсивность проведения ТО; S_0 – состояние, в котором РЭО исправно, реализуемое с вероятностью P_0 ; $S_1(t)$ –

состояние, в котором РЭО неисправно, реализуемое с вероятностью P_1 ; S_2 – состояние, в котором РЭО проходит ТО, реализуемое с вероятностью P_2 .

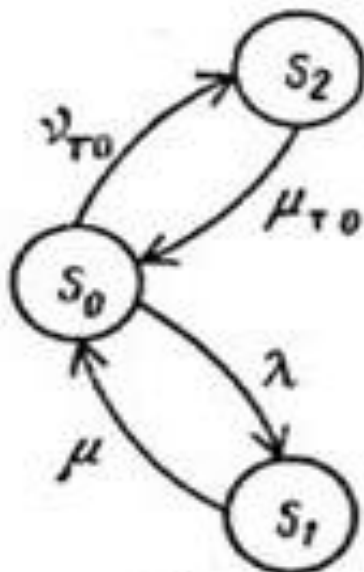


Рисунок 6.4 – Ориентированный граф изменения состояний восстанавливаемого РЭО с ТО

По виду графа составляют дифференциальные уравнения для вероятностей состояний объекта, используя **правило А.Н.Колмогорова**: «Производная по времени от вероятности $P_k(t)$ пребывания системы в любой момент времени t в состоянии k равна алгебраической сумме произведений интенсивностей переходов в k -ое состояние (или из k -ого состояния) на вероятность того состояния, откуда совершается переход в k -ое состояние. Причем, тем слагаемым, которым соответствуют уходящие стрелки из k -ого состояния, приписывается знак «минус», а входящим – «плюс».

Кроме того, используется нормировочное отношение $\sum_{k=0}^n P_k = 1$.

В итоге имеем дифференциальные уравнения для вероятностей состояний (**уравнения Эрланга**):

$$\frac{dP_0(t)}{dt} = -P_0(t) \cdot \lambda + \nu_{ТО} + P_1(t) \cdot \mu + P_2(t) \cdot \mu_{ТО}; \quad (6.1)$$

$$\frac{dP_1(t)}{dt} = \lambda \cdot P_0(t) - \mu \cdot P_1(t); \quad (6.2)$$

$$P_0(t) + P_1(t) + P_2(t) = 1. \quad (6.3)$$

С учётом того, что в установившемся режиме P_k не зависит от времени t и $\frac{dP_k(t)}{dt} = 0$ последние выражения примут вид:

$$0 = -P_0 \cdot (\lambda + \nu_{ТО}) + P_1 \cdot \mu + P_2 \cdot \mu_{ТО}; \quad (6.4)$$

$$0 = \lambda \cdot P_0 - \mu \cdot P_1; \quad (6.5)$$

$$P_0 + P_1 + P_2 = 1. \quad (6.6)$$

Из трёх последних уравнений получим выражение для коэффициента технического использования $K_{\text{ТИ}}$, равного вероятности исправного состояния P_0 при наличии ТО:

$$K_{\text{ТИ}} = P_0 = \frac{\mu}{\lambda + \mu + \lambda \left(\frac{\nu_{\text{ТО}}}{\mu_{\text{ТО}}} \right)}. \quad (6.7)$$

ВОПРОС №7. ХРАНЕНИЕ РЭО

РЭО, не используемые по прямому назначению, ставят на хранение. **Длительный срок хранения** характерен для РЭО однократного применения, а также для элементов и систем, находящихся в ЗИПе. **На кратковременное хранение** ставятся обычно РЭО многократного применения, использующиеся периодически.

Главной задачей хранения является поддержание работоспособности РЭО. Выполнение этой задачи зависит от условия хранения и от того, в каком состоянии РЭО было поставлено на хранение. РЭО, ставящееся на хранение, должно быть исправным и полностью укомплектованным (кроме РЭО, отправляемого в ремонт). Вся эксплуатационная документация должна быть соответствующим образом оформлена.

Кратковременное хранение РЭО, как правило, организуется на месте его размещения: в аппаратных помещениях, либо в кабинах с транспортируемым РЭО, а в полевых условиях – в палатках или под навесами. При длительном хранении РЭО обычно находится в специально оборудованных складских помещениях и зачастую перед постановкой на хранение подвергается консервации. Консервацию применяют в случаях, когда условия хранения далеки от оптимальных (при хранении в полевых условиях, на открытых площадках или не в специально оборудованных местах). Консервацию РЭО производят двумя способами: нанесением защитных покрытий и герметизацией.

Защитные покрытия обеспечивают защиту металлических частей узлов и деталей РЭО от вредного воздействия влаги. В качестве покрытий используют консистентные и жидкие смазки, ингибиторы и органические пленки. **Консистентные смазки** (от латинского *consisto* – застываю, густею) – это высоковязкие мази, получаемые путём загущения минеральных или синтетических масел мылами, твёрдыми углеводородами, органическими пигментами и т.д. Консистентные смазки отличаются высокой температурой каплепадения, прилипаемостью к поверхности трения и высокой временной стабильностью свойств. Наиболее распространены солидол, консталин, графитная и другие консистентные смазки. **Ингибиторы** (от латинского *inhibeo* – задерживаю) – это вещества, тормозящие процессы (окисления, полимеризации и др.). Они могут использоваться в качестве присадок к смазочным маслам. В качестве ингибиторов-антиокислителей (ингибиторов коррозии) применяют фенолы, ароматические амины, соли фосфорной кислоты (H_3PO_4) и др. **Амины** – это органические соединения, являющиеся продуктами замещения одного, двух или трёх атомов водорода в аммиаке (NH_4) органическими свободными радикалами *R*. **Свободные радикалы** – это частицы, образуемые при отщеплении атомов или атомных групп от молекул химических соединений, главным образом органических. Радикалы очень активны из-за наличия неспаренных электронов, то есть свободных валентностей. **Фенолы** – это класс

органических соединений ароматического ряда, содержащих одну или несколько гидроксильных групп (-ОН), связанных с атомами углерода ароматического кольца. Простейший представитель фенолов – карболовая кислота C_6H_5OH или оксибензол.

Консистентные смазки применяются для наружного покрытия металлов, при долговременном хранении РЭО на открытых площадках. Наиболее часто используются жидкие смазки с ингибиторами, которые, адсорбируясь на поверхности металла, защищают его от коррозии. Ингибиторы иногда вводят в состав упаковочных бумаг. При хранении РЭО в герметизированных объёмах применяют летучие ингибиторы, действующие на расстоянии 0.2...0.5 м. При этом в герметизированных объёмах используют бумагу или картон, пропитанные раствором ингибитора. Органические плёнки получают путем нанесения на изделие хлорвиниловой эмали с 10% маршалита (молотого песка). Эти плёнки защищают металл от коррозии, термо- и морозоустойчивы, не воспламеняются при коротких замыканиях, не растворяются в бензине, керосине, маслах и кислотах. Они легко снимаются с изделий, но не отслаиваются при вибрации. Применяют и двухслойные покрытия на основе синтетических смол.

Консервация основана на изоляции аппаратуры от внешней среды путем помещения ее в герметизированный объем или упаковку, в которых с помощью влагопоглотителя поддерживается низкая влажность. В качестве влагопоглотителя используют силикагель – микропористое тело, получаемое прокаливанием геля поликремниевой кислоты. Силикагель (SiO_2) с массой 100 г способен поглотить (абсорбировать) до 30 г водяных паров.

Для герметизации аппаратуры используют также метод зачехления (для консервации переносной аппаратуры) и метод заклейки (для консервации аппаратуры в кузовах прицепов или спецавтомобилей). Герметизирующие чехлы изготавливают из полиэтиленовой или из полихлорвиниловой плёнки. При использовании метода заклейки замазывают и заклеивают все щели и отверстия. Внутри герметизированного объема при зачехлении и при заклейке также используют силикагель.

Наилучшими условиями хранения РЭО являются:

- постоянная положительная температура воздуха близкая к $0^{\circ}C$ (от $+2$ до $+5^{\circ}C$);
- низкая относительная влажность воздуха 10...30%;
- отсутствие в воздухе вредных примесей в виде пыли, паров солей, кислот, щелочей, хлоридов, серы и ее соединений;
- отсутствие циркуляции воздуха;
- отсутствие прямых солнечных лучей;
- защищенность аппаратуры от воздействия электромагнитного и радиационного излучения;
- отсутствие насекомых и грызунов.

При хранении должен осуществляться контроль температуры и влажности воздуха и контроль состояния РЭО.

ВОПРОС №8. ПРОГРАММЫ И МЕТОДИКИ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО

Основным организационно-методическим документом при испытаниях РЭО является **программа испытаний (ПИ)**.

ПИ – это обязательный для исполнения организационно-методический документ, который устанавливает объект и цели испытаний; виды, последовательность и объем проводимых экспериментов; порядок, условия, место и сроки проведения испытаний; обеспечение и отчетность по ним, а также ответственность за обеспечение и проведение испытаний.

ПИ содержит шесть разделов.

Раздел первый «Объект испытаний» является обязательным в ПИ. Этот раздел включает краткую информацию об объекте испытаний (ОИ), особенности конструкции и технологии изготовления ОИ, номер технических условий (ТУ) и паспорта для заводских изделий, дату выпуска. Указываются: тактико-технические характеристики ОИ, подлежащие измерению и определению по измеряемым значениям других параметров; критерии годности и надёжности ОИ; требования к внешнему виду, к электрическим и другим параметрам. Главным признаком ОИ по ГОСТ 16504-81 является то, что по результатам его испытаний принимается то или иное решение: о годности ОИ или его браковке, о возможности серийного выпуска и т.д.

Во **втором разделе «Цель испытаний»** ставится конкретная цель или цели испытаний. **Цель испытаний (ЦИ) должна отражаться в наименовании испытаний.** Цели *контрольных, сравнительных и определительных* испытаний определены в стандартах: ГОСТ 16504-81, ГОСТ 24812-81 и ГОСТ 24813-81. Например, *контрольные предварительные* испытания имеют ЦИ – определение возможности предъявления на приёмочные испытания, а *контрольные приёмочные* испытания имеют ЦИ – решение вопроса о постановке продукции на производство, в систему или об использовании по назначению. Следует установить уровень проведения испытаний (*государственные, межведомственные, ведомственные*), а затем установить отношение испытаний либо к этапам разработки изделия (*доводочные, предварительные, приёмочные*), либо к видам испытаний готовых изделий (*квалификационные, предъявительские, приёмо-сдаточные, периодические, инспекционные, типовые, аттестационные, сертификационные*). В наименовании испытаний учитывают условия и место проведения испытаний (*лабораторные, стендовые, полигонные, натурные, испытания с использованием моделей, эксплуатационные*). В наименовании учитывают также другие признаки испытаний: продолжительность испытаний (*нормальные, ускоренные, сокращённые*); вид воздействия (*механические, климатические, тепловые, радиационные, химические, биологические*); результат воздействия (*неразрушающие, разрушающие, испытания на прочность, стойкость, устойчивость*); направленность испытаний (*функциональные испытания, испытания на надёжность, испы-*

тания на транспортабельность, граничные испытания, технологические испытания). Наименование испытаний может содержать и несколько из перечисленных признаков, например: *ведомственные эксплуатационные испытания на транспортабельность*.

В третьем разделе «**Обоснование необходимости проведения испытаний**» указываются плановые документы, в которых регламентирована необходимость проведения испытаний.

Четвертый раздел «**Объем и место проведения испытаний**» указывает подразделение, в котором проводятся испытания, а также содержит план работ по подготовке проведения испытаний с графами, указывающими исполнителей работ, объем работ по их видам и продолжительности, срок исполнения.

В пятом разделе «**Методика испытаний**» раскрывается содержание испытаний. **Методика испытаний (МИ)** иногда может быть самостоятельным организационно-методическим документом, обязательным для исполнения. В нем формулируют метод испытаний, средства и условия испытаний, отбор проб, алгоритмы выполнения операций по определению одной из нескольких взаимосвязанных характеристик свойств объекта, формы представления данных и оценивают точности, достоверности результатов, требования техники безопасности и охраны окружающей среды при проведении испытаний.

Основные требования, предъявляемые к МИ: требования по выбору метода испытаний, по обеспечению максимальной эффективности процесса испытаний и по обеспечению минимально возможной погрешности полученных результатов.

Метод испытания – это совокупность правил применения определенных принципов и средств для осуществления испытаний. Он должен обеспечить выполнение задачи проверки изделий на соответствие требованиям документации. При выборе метода учитывают конструктивно-технологические особенности изделия, нормы контролируемых параметров и требуемую точность их измерения, требования техники безопасности при проведении испытаний.

МИ должна содержать описание следующих этапов: проверка испытательного оборудования; подготовка испытываемых изделий; совместная проверка испытательного оборудования и испытываемого изделия; регистрация результатов испытаний и данных об условиях их проведения.

В шестом разделе «**Оценка и оформление результатов испытания**» регламентируется форма представления результатов проведенных испытаний, протоколов, отчетов, технических справок, сводных ведомостей.

По результатам испытаний составляется сводная ведомость неисправностей (отказов). По результатам анализа причин отказов и неисправностей, зафиксированных при испытаниях, разрабатываются и осуществляются мероприятия по их устранению. При неудовлетворительных результатах испытаний после проведенных мероприятий испытания повторяют на образцах,

изготовленных с учетом разработанных мероприятий. По результатам испытаний составляются отчет, протокол испытания или техническая справка. В отчете по испытаниям РЭО приводят сведения об объекте, цели, месте и времени испытаний, материально-техническом обеспечении, условиях и результатах испытаний и даются выводы и рекомендации по результатам испытаний.

Регистрация результатов испытаний обеспечивается формой записи данных, подробным описанием регулировок, схемами расположения приборов. Форма записи данных должна быть достаточно подробной и гарантировать регистрацию всех входных и выходных данных с указанием единиц измерения, приведенных к единой системе.

ВОПРОС №9. ГРАНИЧНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ

Метод граничных испытаний состоит в нахождении области таких значений параметров РЭО, при которых значения выходных (вторичных или эксплуатационных) параметров находятся в пределах допуска, т.е. области безотказной работы РЭО. Каждый выходной параметр Y_i (а их может быть счетное множество y) зависит от множества входных параметров $X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_n$, т.е. для каждого выходного параметра можно записать:

$$Y_i = f_i(X_1, X_2, \dots, X_j, \dots, X_n), \quad (9.1)$$

где $Y_i \in y; i = 1, \dots, k; j = 1, \dots, n$.

Для безотказной работы РЭО должно выполняться условие:

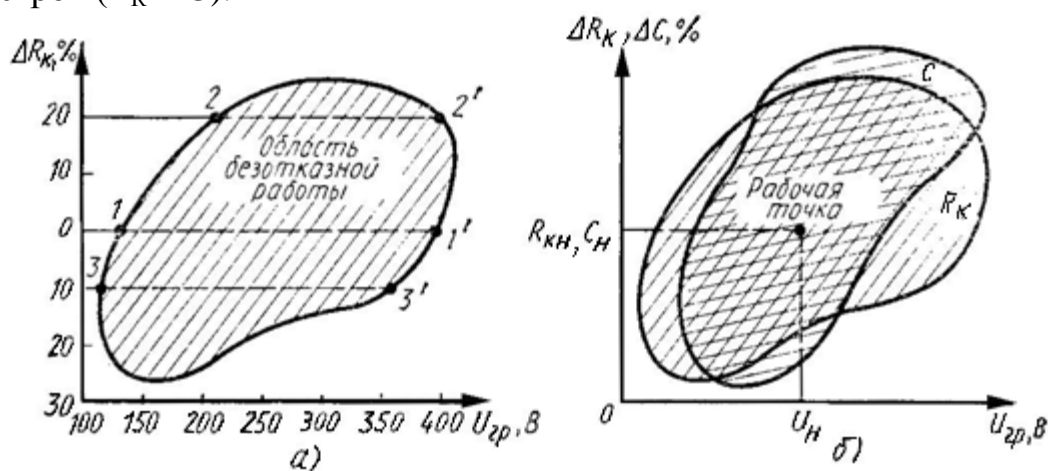
$$y_{\min} \leq Y_i \leq y_{\max}, \quad (9.2)$$

что соответствует изменению значения каждого входного параметра в пределах $x_{j \min} \leq x_j \leq x_{j \max}$.

Область безотказной работы РЭО определяется путем изменения значений входных параметров и фиксации предельных значений выходных параметров, превышение которых приводит к отказам РЭО. Граничные испытания выполняют аналитическим, графическим или графоаналитическим способами. Аналитический способ применяют для испытания изделий, имеющих простую математическую модель. Границы области безотказной работы определяют расчетным путем с помощью уравнения (9.1), которое упрощают: $Y_i = f(X_j)$. Графический способ используют для сложных изделий. Границы области безотказной работы определяют экспериментально путем построения сечения функции (9.1) для каждого входного параметра X . Построение сечения функции выполняют следующим образом. Выбирают один или несколько критериев отказа. Один из параметров РЭО принимают за параметр граничных испытаний $X_{гр}$. Устанавливают номинальные значения входного параметра X_j , по которому производится сечение функции (9.1), и параметра $X_{гр}$. Значения остальных входных параметров сохраняют номинальными. Изменяют значение $X_{гр}$ в меньшую и большую сторону от номинального значения до момента отказа РЭО – ухода значения выходного параметра Y_i за границы поля допуска, определяемые неравенством (9.2). Аналогичные испытания осуществляют для других значений X_j . В результате получают несколько точек, соответствующих предельным значениям выходного параметра Y_i . Соединив эти точки, устанавливают область безотказной работы РЭО. Пример построения области безотказной работы (графика граничных испытаний) РЭО приведен на рисунке 9, а.

В качестве параметра граничных испытаний выбрано напряжение питания $U_{гр}$, а в качестве изменяемого входного параметра – сопротивление R_K в коллекторной цепи RC-усилителя. Точки 1 и 1', 2 и 2', 3 и 3', соответствующие предельным значениям выходного параметра, получены при изменении

напряжения $U_{ГР}$ в меньшую (1, 2, 3) и в большую (1', 2', 3') сторону от номинального значения при определенных значениях сопротивления R_K . Кривая линия, соединяющая подобные точки, является границей области безотказной работы РЭО. Аналогично проводят построение сечения функции (9.1) по другому параметру – X_i (например, ёмкости C RC-усилителя). Для всех входных параметров строят ряд графиков, наложив которые друг на друга, можно получить область безотказной работы. Изменение входных параметров производят в пределах, значительно превышающих заданные ТУ, с целью определения запаса параметрической надежности РЭО. На рисунке 9, б в качестве примера показано построение области безотказной работы для двух входных параметров (R_K и C).



R_{KH} , C_H и U_H – номинальные значения параметров

Рисунок 9 – Построение области безотказной работы РЭО при изменении значений одного (а) и двух (б) входных параметров

Граничные испытания применяются для определения зависимости между предельно допустимыми значениями параметров РЭО и режимом эксплуатации с целью: правильного подбора параметров элементов и питающих напряжений; выбора оптимальных вариантов схем и режима работы РЭО; предсказания места и времени появления постепенного отказа; определения «запаса» надёжности РЭО – по площади областей безотказной работы и положению рабочей точки (чем больше площадь области, и чем дальше отстоит от её границ рабочая точка, тем больше запас надёжности). К недостаткам метода граничных испытаний относятся невозможность количественной оценки надёжности и большая трудоемкость проведения экспериментов. Уменьшение трудоемкости граничных испытаний можно достичь благодаря использованию программ схемотехнического моделирования, например MicroCAP 8.

ВОПРОС №10. ИСПЫТАНИЯ НА КЛИМАТИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО

Климатические испытания проводят для проверки работоспособности и (или) сохранения внешнего вида изделий в пределах, установленных в НТД, в условиях и (или) после воздействия климатических воздействий. Режимы этих испытаний зависят от вида аппаратуры (стационарной, возимой, морской, самолётной, космической), определяющего, в соответствии со стандартами, степень жёсткости испытаний. По степени жёсткости испытаний из стандарта ГОСТ 16962 -71* находят численные значения параметров, характеризующих климатические воздействия. Климатические испытания подразделяют на виды:

- на воздействие повышенной температуры;
- на воздействие пониженной температуры;
- на изменение температур;
- на влагоустойчивость;
- на воздействие инея и росы;
- на воздействия солнечного излучения;
- на воздействие песка и пыли;
- на воздействие атмосферного давления;
- на воздействие повышенного гидростатического давления;
- на герметичность (водонепроницаемость);
- на воздействие атмосферы, содержащей агрессивные среды (на воздействие соляного тумана);
- на ветроустойчивость;
- на коррозионно-активное воздействие;
- на биологические воздействия.

Особые виды климатических испытаний – это **специальные космические испытания**, которые обычно являются комбинированными и дорогостоящими. К этим испытаниям относятся:

- испытания теплового режима в вакууме в условиях невесомости;
- испытания на воздействие микрометеоров с моделированием потоков твёрдых частиц с использованием ускорителей, работающих на сжатых газах; источников взрывных ускорителей, в которых применяют кумулятивные заряды (заряды, обеспечивающие действие взрыва в одном направлении); плазменных, лазерных и электростатических ускорителей;
- испытания на воздействие на поверхность материалов солнечного ветра и потоков плазмы электроносферы и протоносферы Земли с использованием плазменных ускорителей, ускорителей заряженных частиц и высококачественного разряда;
- испытания на воздействие корпускулярного излучения с одновременным облучением поверхностей материалов с площадью до 100 см² электронами и положительными ионами.

Принята следующая последовательность климатических испытаний:

- предварительная выдержка изделий (стабилизация их свойств), первоначальные измерения параметров и внешний осмотр;
- установка изделий в камере и выдержка их в условиях режима испытаний;
- извлечение изделий из камер и выдержка для восстановления свойств;
- внешний осмотр и заключительные измерения параметров изделия.

Предварительную выдержку (обычно не более двух часов) проводят с целью полного или частичного устранения воздействий на изделие предыдущих условий эксплуатации. Изделия выдерживают в нормальных климатических условиях: при температуре $25 \pm 10^\circ\text{C}$, относительной влажности 45...75% и атмосферном давлении 86...106 кПа. Первоначальные и заключительные измерения параметров изделия проводятся в одинаковых условиях.

При установке изделий в камеру необходимо обеспечить свободную циркуляцию воздуха между изделиями и стенками камер. Если в процессе испытаний на изделие не подается электрическая нагрузка, то изделие можно располагать на сетках из капроновых нитей, натянутых на опоры. При испытаниях с электрической нагрузкой изделие устанавливается на приспособления с контактирующими устройствами; металлические части должны иметь антикоррозийные покрытия. Время выдержки отсчитывают с момента установки режимов камеры. За время выдержки изделие должно прогреться или охладиться по всему объему, но так, чтобы его температура отличалась не более чем на 3°C от температуры камеры. Контроль температуры по объему осуществляется с помощью: термопар, терморезисторов или полупроводниковых датчиков на *p-n* переходах. При испытаниях на температуру и влажность допускается погрешность $\pm 2^\circ\text{C}$, $\pm 3\%$ относительной влажности. Для различных видов климатических испытаний при невозможности измерения параметров изделия без извлечения изделия из испытательной камеры допускается кратковременное извлечение изделия из этой камеры, что должно быть указано в программе испытаний.

Для наибольшей информативности и эффективности испытаний целесообразно использовать климатические испытания последовательно, когда следующее испытание усиливает эффект предыдущего. Рекомендуется **нормализованная последовательность климатических испытаний**, последовательно включающая: испытание при повышенной температуре; испытание на влагуустойчивость; испытание на воздействие пониженной температуры; испытания на воздействия солнечного излучения; воздействие песка и пыли; испытание на воздействие атмосферы, содержащей агрессивные среды; испытания на воздействие повышенного гидростатического давления; испытание на герметичность (водонепроницаемость); испытание на коррозионно-активное воздействие. Между любыми из испытаний допускается перерыв не более 3-х суток, за исключением интервала между испытанием на влагуустойчивость и воздействием пониженной температуры, который не должен превышать 2 часов.

ВОПРОС №11. ИСПЫТАНИЯ НА МЕХАНИЧЕСКИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭО

Испытания на механические воздействия позволяют выявить дефекты, определить динамические характеристики РЭО, проверить соответствие параметров РЭО при механических воздействиях требованиям ТУ. Эти испытания проводят в нормальных климатических условиях: при температуре $25 \pm 10^\circ\text{C}$, относительной влажности 45...75% и атмосферном давлении 86...106 кПа. Режимы этих испытаний зависят от вида аппаратуры (стационарной, возимой, морской, самолётной, космической), определяющего, в соответствие со стандартами, степень жёсткости испытаний. По степени жёсткости испытаний из стандарта ГОСТ 16962 -71* находят численные значения параметров, характеризующих механические воздействия (амплитуды, частоты и ускорения при вибрациях, длительности и ускорения при ударах и т.д.). Испытания обычно проводят в трёх взаимно перпендикулярных направлениях механического воздействия по отношению к изделию. В конце испытаний изделия осматривают и проверяют их параметры.

Применяются следующие шесть видов **испытаний на механические воздействия**:

1. **Испытания на обнаружение резонансных частот** конструкции и проверку их отсутствия в заданном диапазоне частот проводят на вибростендах с целью проверки механических свойств изделий и получения информации, необходимой для выбора методов других видов механических испытаний. Механические резонансы определяют по резкому увеличению амплитуды колебания конструкции или её отдельных элементов визуально при помощи микроскопа, при помощи телевизионных устройств и датчиков. Эти испытания проводят в диапазоне частот $0.2 \cdot f_p \dots 1.5 \cdot f_p$, но не выше 20 кГц, где f_p – резонансная частота, полученная на основании расчёта или испытания аналогичной конструкции. Поиск резонансных частот проводят путём плавного изменения частоты механических вибраций вибростенда при поддержании постоянной амплитуды вибраций. Амплитуду ускорений выбирают из диапазона $10 \dots 50 \text{ м/с}^2$, а амплитуду перемещений – $1 \dots 1.5 \text{ мм}$. Если в программе испытаний задана степень жёсткости испытаний, то испытания проводят в диапазоне частот $10 \text{ Гц} \dots 1.1 \cdot f_B$, где $f_B = 25 \text{ Гц}$ для степени жёсткости I; 40 Гц для степени жёсткости II и 100 Гц для степени жёсткости III.

2. **Испытания на виброустойчивость и на вибропрочность** проводят на вибростендах. **Испытания на виброустойчивость** проводят с целью проверки способности изделия выполнять свои функции и сохранять свои параметры в условиях вибрации в заданном диапазоне частот и ускорений. Эти испытания проводят под электрической нагрузкой с контролем параметров изделий во время испытаний двумя методами: **при воздействии синусоидальной и при воздействии широкополосной случайной вибрации**. Последний из указанных методов применяют при наличии у изделия в заданном диапазоне частот не менее четырёх механических резонансов. **Испытания на вибропрочность** проводят с целью проверки способности изделия противо-

стоять разрушающему действию вибрации и сохранять свои параметры после ее воздействия. Эти испытания проводят без электрической нагрузки одним из трёх методов: **методом качающейся частоты, методом широкополосной случайной вибрации или методом фиксированных частот** (по согласованию с заказчиком, если невозможно применить другие методы).

3. Испытания на ударную прочность и ударную устойчивость. При испытаниях на воздействия многократных ударов применяют механические ударные установки с ускорением $150...1000 \cdot g$ и с грузоподъёмностью $5...500$ кг и электродинамические ударные установки с ускорением $200...6000 \cdot g$ и с грузоподъёмностью $1...20$ кг. Число ударов в этих установках изменяется в диапазоне $5...120$ уд/мин, а их длительность – $0.1...40$ мс. **Испытания на ударную прочность** проводят без электрической нагрузки с целью проверки способности изделия противостоять разрушающему действию ударных нагрузок и сохранять свои параметры после их воздействия. **Испытания на ударную устойчивость** проводят под электрической нагрузкой с целью проверки способности изделия выполнять свои функции в условиях воздействия ударных нагрузок.

4. Испытания на воздействие одиночных ударов проводят с целью проверки способности изделия противостоять разрушающему действию одиночных ударов и сохранять свои параметры после их воздействия, а также (если это указано в ТУ) выполнять свои функции в условиях воздействия одиночных ударов. При испытаниях на воздействия однократных ударов применяют ударные установки с использованием падения с ускорением $1000...30000 \cdot g$ и грузоподъёмностью $0.1...20$ кг и пневматические ударные установки с ускорением $3000 \cdot g$ и грузоподъёмностью $2...5$ кг.

5. Испытания на воздействие линейного ускорения проводят с целью проверки способности изделия противостоять разрушающему действию линейного ускорения. Испытания проводят в центрифугах. Степени жёсткости испытаний в процессе эксплуатации изделий задают от I до XI, что соответствует линейным ускорениям $10...20000 \cdot g$. Продолжительность испытаний – более трёх минут в каждом направлении вращения стола центрифуги.

6. Испытания на воздействие акустических шумов. Проводят под электрической нагрузкой с целью проверки способности изделий противостоять разрушающему действию акустического шума и выполнять свои функции, сохраняя параметры в пределах норм. Испытания ведут при воздействии на изделие равномерного звукового давления в спектре частот $125...10000$ Гц. Величина звукового давления меняется в зависимости от степени жесткости испытаний (130 дБ для степени жесткости I и 170 дБ для степени жесткости V). Способы крепления аппаратуры для проведения механических испытаний должны быть такие же, как и при ее эксплуатации. Наибольшее влияние на РЭО, как правило, оказывает сочетание вибрации и одиночных ударов, поэтому испытания на эти виды воздействий проводят в первую очередь.

ВОПРОС №12. ПОНЯТИЕ НАДЕЖНОСТИ И СВОЙСТВА, ЕЁ ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ

Пригодность любого изделия к использованию по назначению определяется качеством изделия, которое оценивается совокупностью свойств, присущих изделию. Одним из таких свойств является надёжность.

Надёжность – это свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, хранения и транспортирования.

Надёжность является комплексным свойством, которое в зависимости от назначения объекта и условий его применения может включать безотказность, долговечность, ремонтпригодность и сохраняемость или определенные сочетания этих свойств.

Безотказностью называют свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени или наработки.

Долговечностью называют свойство объекта сохранять работоспособное состояние до наступления предельного состояния при установленной системе технического обслуживания и ремонта.

Ремонтпригодностью называют свойство объекта, заключающееся в приспособленности к поддержанию и восстановлению работоспособного состояния путем технического обслуживания и ремонта.

Сохраняемостью называют свойство объекта сохранять в заданных пределах значения параметров, характеризующих способности объекта выполнять требуемые функции, в течение и после хранения и (или) транспортирования.

Состояние объекта непрерывно изменяется с увеличением времени и с увеличением наработки объекта. Рассмотрим **временные параметры, характеризующие надёжность** (наработку, ресурс, сроки службы и сохраняемости и др.).

Наработка – это продолжительность или объём работы объекта. Нарботка может быть как непрерывной величиной (продолжительность работы в часах, километраж пробега и т.п.), так и целочисленной величиной (число рабочих циклов, запусков и т.п.).

Наработка до отказа – это наработка объекта от начала эксплуатации до возникновения первого отказа. **Наработка между отказами** – это наработка объекта от окончания восстановления его работоспособного состояния после отказа до возникновения следующего отказа.

Время восстановления – это продолжительность восстановления работоспособного состояния объекта.

Ресурс – это суммарная наработка объекта от начала его эксплуатации или ее возобновления после ремонта до перехода в предельное состояние.

Срок службы – это календарная продолжительность эксплуатации от начала эксплуатации объекта или ее возобновления после ремонта до перехода в предельное состояние.

Срок сохраняемости – это календарная продолжительность хранения и (или) транспортирования объекта, в течение которой сохраняются в заданных пределах значения параметров, характеризующих способность объекта выполнять заданные функции. По истечении срока сохраняемости объект должен соответствовать требованиям безотказности, долговечности и ремонтно-пригодности, установленным нормативно-технической документацией на объект.

Остаточный ресурс – это суммарная наработка объекта от момента контроля его технического состояния до перехода в предельное состояние. Аналогично вводятся понятия остаточной наработки до отказа, остаточного срока службы и остаточного срока хранения.

Назначенный ресурс – это суммарная наработка, при достижении которой эксплуатация объекта должна быть прекращена независимо от его технического состояния.

Назначенный срок службы – это календарная продолжительность эксплуатации, при достижении которой эксплуатация объекта должна быть прекращена независимо от его технического состояния.

Назначенный срок хранения – это календарная продолжительность хранения, при достижении которой хранение объекта должно быть прекращено независимо от его технического состояния.

По истечении назначенного ресурса (срока службы, срока хранения) объект должен быть изъят из эксплуатации, и должно быть принято решение, предусмотренное соответствующей нормативно-технической документацией – направление в ремонт, списание, уничтожение, проверка и установление нового назначенного срока и т.д.

Факторы, определяющие надёжность, по характеру действий подразделяются на **конструктивно-производственные и эксплуатационные**. К первой группе факторов, определяющих надёжность, относятся факторы, связанные с разработкой, проектированием и изготовлением РЭО, ко второй – факторы, влияющие на надёжность в процессе практического использования РЭО. К **субъективным факторам**, влияющим на надёжность и зависящим от деятельности человека, относятся мероприятия, связанные с выбором схемного и конструктивного решения при проектировании, с выбором элементов и материалов, обеспечением нормальных рабочих режимов, с организацией технического обслуживания и ремонта. По зарубежным данным 30% отказов РЭО происходит по вине лиц, его эксплуатирующих. К **объективным факторам**, влияющим на надёжность и не зависящим от деятельности человека, относятся различные факторы влияния внешней среды, неблагоприятные для РЭО. К ним относятся: климатические факторы (температура, влажность, давление, песок, пыль, ветер), механические факторы (удары, вибрации, линейные ускорения, акустические шумы) и биологические факторы (плесневые грибы, термиты и др.).

ВОПРОС №13. ВИДЫ ОТКАЗОВ

Изменение состояния РЭО происходит непрерывно под действием процессов старения, а также при появлении дефектов, повреждений и отказов.

Дефект – это каждое отдельное несоответствие изделия или его элемента установленным требованиям. Термин «дефект» связан с термином «неисправность», но не является его синонимом, так как в состоянии неисправности изделие может иметь множество дефектов.

Повреждение – это событие, заключающееся в нарушении исправного состояния объекта при сохранении работоспособного состояния.

Отказ – это событие, заключающееся в нарушении работоспособности объекта. Критерии отказа – это признаки или совокупность признаков нарушения работоспособности объекта, установленные в НТД. **Причины отказа** – это явления, процессы, события и состояния, вызвавшие возникновение отказа объекта. **Последствия отказа** – это явления, процессы, события и состояния, обусловленные возникновением отказа объекта. Под **критичностью отказа** понимают совокупность признаков, характеризующих последствия отказа. Классификация отказов по критичности (например, по уровню прямых и косвенных потерь, связанных с наступлением отказа, или по трудоемкости восстановления после отказа) устанавливается НТД по согласованию с заказчиком.

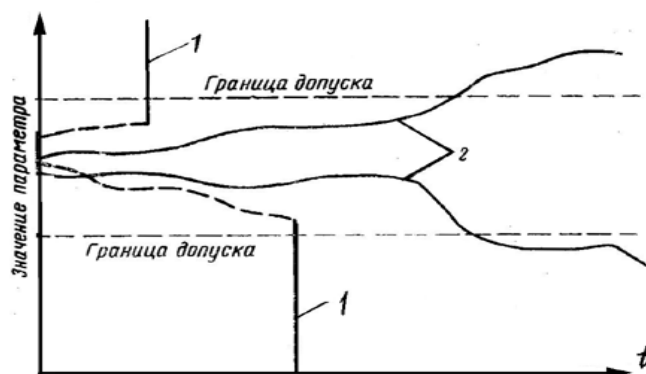
В зависимости от особенностей отказы бывают нескольких типов.

Ресурсный отказ – это отказ, в результате которого объект достигает предельного состояния.

Независимый отказ – это отказ, не обусловленный другими отказами, а зависимый отказ обусловлен другими отказами.

Внезапный отказ – это отказ, характеризующийся скачкообразным изменением значений одного или нескольких параметров объекта. Внезапные отказы являются результатом скрытых недостатков технологии производства или скрытых изменений параметров, накапливающихся во время эксплуатации. Они могут происходить из-за неправильных действий обслуживающего персонала.

Постепенный отказ – это отказ, возникающий в результате постепенного изменения значений одного или нескольких параметров объекта. Постепенные отказы характеризуют зависимостью медленного изменения этих параметров, в результате старения или изнашивания элементов. Такие изменения часто можно зарегистрировать с помощью измерительных приборов. Принципиальной разницы между внезапными и постепенными отказами нет. Внезапные отказы часто являются результатом скрытых изменений параметров элементов, например изнашивания механических узлов, когда факт их поломки воспринимается как внезапное событие. На рисунке 13 показано отличие во внешнем проявлении внезапных и постепенных отказов.



1 – внезапные отказы (пунктирной линией показан период скрытого изменения параметров); 2 – постепенные отказы

Рисунок 13 – Графическая интерпретация отказов

Сбой – это самоустраниющийся отказ или однократный отказ, устраняемый незначительным вмешательством оператора.

Перебегающий отказ – это многократно возникающий самоустраниющийся отказ одного и того же характера.

Явный отказ – это отказ, обнаруживаемый визуально или штатными методами и средствами контроля и диагностирования.

Скрытый отказ – это отказ, не обнаруживаемый визуально или штатными методами и средствами контроля и диагностирования, но выявляемый при проведении технического обслуживания или специальными методами диагностики.

Конструктивный отказ – это отказ, возникший по причине, связанной с несовершенством или нарушением установленных правил и (или) норм проектирования и конструирования.

Производственный отказ – это отказ, возникший по причине, связанной с несовершенством или нарушением установленного процесса изготовления или ремонта, выполняемого на ремонтном предприятии.

Эксплуатационный отказ – это отказ, возникший по причине, связанной с нарушением установленных правил и (или) условий эксплуатации.

Деградационный отказ – это отказ, обусловленный естественными процессами старения, изнашивания, коррозии и усталости при соблюдении всех установленных правил проектирования, изготовления и эксплуатации.

В зависимости от возможности или невозможности использования РЭО после отказа различают полные и частичные отказы.

Полный отказ – это событие, после которого невозможно использовать РЭО по назначению до тех пор, пока не будет устранена причина отказа.

Частичный отказ – обычно связан с ухудшением одной из характеристик аппаратуры, причём некоторое время она может использоваться.

Для расчёта необходимого числа запасных элементов необходимо иметь данные, какие отказы устраняются без замены элементов (например, путём регулировки), а какие – с заменой элементов. Отказы, связанные с заменой элементов, при анализе объединяют в отдельную группу.

ВОПРОС №14. ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ НЕВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ

Невосстанавливаемый объект – это объект, для которого в рассматриваемой ситуации проведение восстановления работоспособного состояния не предусмотрено в НТД.

Для необслуживаемых, невосстанавливаемых и неремонтируемых объектов в качестве показателей безотказности используют **вероятность безотказной работы, интенсивность отказов, среднюю наработку до отказа и гамма-процентную наработку до отказа.**

Вероятность безотказной работы $P(t)$ – это вероятность того, что в пределах заданной наработки t отказ объекта не возникнет. Эту вероятность в интервале наработки от 0 до t включительно определяют как:

$$P(t) = P\{\tau > t\}. \quad (14.1)$$

Здесь $P\{\tau > t\}$ – вероятность события при наработке равной t ; τ – величина наработки в момент отказа. Вероятность безотказной работы $P(t)$ связана с функцией распределения $F(t)$ и плотностью распределения $f(t)$ наработки до отказа:

$$F(t) = 1 - P(t); \quad f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = -\frac{dP(t)}{dt}. \quad (14.2)$$

Плотность распределения $f(t)$ наработки до отказа в технической литературе называют частотой отказов.

Наряду с понятием «вероятность безотказной работы» часто используют понятие «вероятность отказа» $Q(t)$, то есть вероятность того, что объект откажет хотя бы один раз в течение заданной наработки, будучи работоспособным в начальный момент времени:

$$Q(t) = 1 - P(t) = F(t); \quad (14.3)$$

$$Q(t) = \int_0^t f(t) dt = F(t). \quad (14.4)$$

Точечная статистическая оценка для вероятности безотказной работы $P_{\text{СТАТ}}(t)$ производится по формуле:

$$P_{\text{СТАТ}}(t) = 1 - \frac{n(t)}{N}, \quad (14.5)$$

где N – число объектов, работоспособных в начальный момент времени (наработки); $n(t)$ – число объектов, отказавших на отрезке от 0 до t .

Интенсивность отказов $\lambda(t)$ – это условная плотность вероятности возникновения отказа объекта, определяемая при условии, что до рассматриваемого момента времени отказ не возник. Её определяют по формуле:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - Q(t)} = \frac{f(t)}{P(t)} = -\frac{1}{P(t)} \cdot \frac{dP(t)}{dt}; \quad (14.6)$$

$$P(t) = \exp\left[-\int_0^t \lambda(t) dt\right]. \quad (14.7)$$

Статистическая оценка для интенсивности отказов $\lambda_{\text{СТАТ}}(t)$ имеет вид:

$$\lambda_{\text{СТАТ}}(t) = \frac{n(t + \Delta t) - n(t)}{[N - n(t)] \cdot \Delta t}. \quad (14.8)$$

Типичная зависимость интенсивности отказов λ от времени (от наработки) t изображена на рисунке 14. На участке нормальной работы II изделий, находящемся между участком приработки изделий I и участком постепенных износных отказов III, интенсивность отказов λ определяется внезапными отказами и постоянна, то есть не зависит от времени. Для этого участка формула для расчёта вероятности безотказной работы (14.7) упрощается:

$$P(t) = \exp(-\lambda t). \quad (14.9)$$

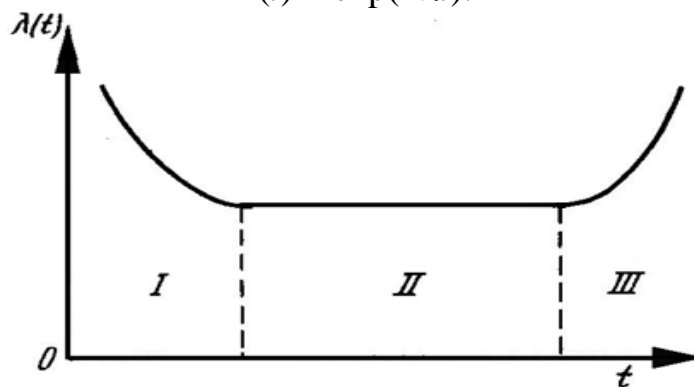


Рисунок 14 – Типичная зависимость интенсивности отказов от времени

Средняя наработка до отказа T_1 – это математическое ожидание наработки объекта до первого отказа. Её вычисляют по формуле:

$$T_1 = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (14.10)$$

Для второго участка работы (рисунок 14), когда интенсивность отказов λ не зависит от времени t , средняя наработка до отказа равна:

$$T_1 = 1/\lambda. \quad (14.11)$$

Статистическую оценку средней наработки до отказа $T_{1\text{СТАТ}}$ вычисляют по формуле:

$$T_{1\text{СТАТ}} = \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{N}, \quad (14.12)$$

где N – число отказов, произошедших за наработку t ; t_i – наработка (время) отказа i -ого элемента.

Гамма-процентная наработка до отказа – это наработка t_γ , в течение которой отказ объекта не возникнет с вероятностью γ , выраженной в процентах. Её определяют как корень t_γ уравнения:

$$F(t_\gamma) = Q(t_\gamma) = 1 - P(t_\gamma) = 1 - \frac{\gamma}{100}, \quad (14.13)$$

где $F(t_\gamma) = Q(t_\gamma)$ – функция распределения наработки до отказа (вероятность отказа), а $P(t_\gamma)$ – вероятность безотказной работы.

ВОПРОС №15. ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ ВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ

Как правило, в процессе эксплуатации РЭО подвергается техническому обслуживанию, восстановлению и ремонту. **Техническое обслуживание** – это комплекс работ (операций) для поддержания РЭО в исправном или работоспособном состоянии при подготовке и применении по назначению, хранении и транспортировании. **Восстановление** – это процесс перевода объекта в работоспособное состояние из неработоспособного состояния. **Ремонт** – это комплекс операций по восстановлению исправности или работоспособности и восстановлению ресурсов РЭО или его составных частей. **Обслуживаемый объект** – это объект, для которого проведение технического обслуживания предусмотрено НТД, а необслуживаемый объект – это объект, для которого проведение технического обслуживания не предусмотрено этой документацией. **Восстанавливаемый объект** – это объект, для которого в рассматриваемой ситуации проведение восстановления работоспособного состояния предусмотрено в НТД, а невосстанавливаемый объект – это объект, для которого в рассматриваемой ситуации проведение восстановления работоспособного состояния не предусмотрено этой документацией. **Ремонтируемый объект** – это объект, ремонт которого возможен и предусмотрен НТД, а неремонтируемый объект – это объект, ремонт которого не возможен и не предусмотрен этой документацией.

Для обслуживаемых, восстанавливаемых и ремонтируемых объектов в качестве **показателей безотказности** используют среднюю наработку на отказ, параметр потока отказов и осреднённый параметр потока отказов.

Средняя наработка на отказ (наработка на отказ) T определяется как отношение суммарной наработки восстанавливаемого объекта к математическому ожиданию числа его отказов в течение этой наработки. Этому определению средней наработки на отказ соответствует формула:

$$T = \frac{t}{M \{r(t)\}}. \quad (15.1)$$

Здесь t – суммарная наработка; $r(t)$ – число отказов, наступивших в течение этой наработки; $M\{r(t)\}$ – математическое ожидание этого числа. В общем случае средняя наработка на отказ оказывается функцией t . Для стационарных потоков отказов средняя наработка на отказ от t не зависит.

Статистическую оценку средней наработки на отказ T вычисляют по формуле:

$$T_{\text{СТАТ}} = \frac{t}{r \ t} = \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{N}; \quad t = \sum_{i=1}^N t_i. \quad (15.2)$$

В отличие от формулы (15.1), здесь $r(t) = N$ – число отказов, фактически произошедших за суммарную наработку t ; t_i – наработка (время) отказа i -ого элемента. Показатель «средняя наработка на отказ» введен применительно к восстанавливаемым объектам, при эксплуатации которых допускаются многократно повторяющиеся отказы, не приводящие к серьезным последствиям. Эксплуатация таких объектов может быть описана следующим образом: в начальный момент времени объект начинает работать, и продолжает работать до первого отказа; после отказа происходит восстановление работоспособности, и объект вновь работает до отказа и т.д. По оси времени моменты отказов образуют поток отказов, а моменты восстановлений – поток восстановлений. По оси суммарной наработки (когда время восстановления не учитывается) моменты отказов образуют поток отказов.

Параметр потока отказов $\omega(t)$ – это отношение математического ожидания числа отказов восстанавливаемого объекта за достаточно малую его наработку к значению этой наработки.

Осреднённый параметр потока отказов $\omega_{\text{ОСР}}(t)$ – это отношение математического ожидания числа отказов восстанавливаемого объекта за конечную наработку к значению этой наработки. В стандарте [4] параметр потока отказов обозначен $\mu(t)$, но поскольку во всей цитируемой литературе буквой μ обозначена интенсивность восстановления, то во избежание путаницы будем обозначать параметр потока отказов $\omega(t)$.

Параметр потока отказов $\omega(t)$ определяют по формуле:

$$\omega(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left\{ \frac{M[r(t + \Delta t) - r(t)]}{\Delta t} \right\}, \quad (15.3)$$

где Δt – малый отрезок наработки; $r(t)$ – число отказов, наступивших от начального момента времени до достижения наработки t .

Разность $[r(t + \Delta t) - r(t)]$ представляет собой число отказов на отрезке Δt .

В расчетах при обработке экспериментальных данных часто используют **осредненный параметр потока отказов:**

$$\omega_{\text{ОСР}}(t) = \frac{M[r(t_2) - r(t_1)]}{t_2 - t_1}. \quad (15.4)$$

По сравнению с формулой (15.3) здесь рассматривается число отказов за конечный отрезок $(t_2 - t_1)$, причем $t_1 \leq t \leq t_2$. Если поток отказов стационарный, то параметры $\omega(t)$ и $\omega_{\text{ОСР}}(t)$, определяемые по формулам (15.3) и (15.4) от времени t не зависят.

Статистическую оценку для параметра потока отказов $\omega_{\text{СТАТ}}(t)$ определяют по формуле:

$$\omega_{\text{СТАТ}}(t) = \frac{r(t_2) - r(t_1)}{t_2 - t_1}, \quad (15.5)$$

которая по структуре аналогична формуле (15.4). Для стационарных потоков можно применять формулу:

$$\omega_{\text{СТАТ}} = 1/T_{\text{СТАТ}}. \quad (15.6)$$

Если время t стремится к бесконечности, то на практике выполняется равенство параметра потока отказов и интенсивности отказов для второго участка работы (рисунок 14), когда λ не зависит от времени:

$$\lambda \ t = \lambda = \omega \ t = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{T}. \quad (15.7)$$

Поэтому для стационарных потоков отказов ремонтируемых объектов, вместо параметра потока отказов часто используют показатель надёжности неремонтируемых объектов – **интенсивность отказов** λ . Это свойство функции $\omega(t)$ отражает тот факт, что с течением времени единый процесс отказов и восстановлений становится стационарным, и среднее число отказов не зависит от предшествующей эксплуатации.

ВОПРОС №16. КОМПЛЕКСНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ БЕЗОТКАЗНОСТИ ВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИЗДЕЛИЙ

Единичные показатели надёжности восстанавливаемых объектов не учитывают влияние на надёжность показателей ремонтпригодности: среднего времени восстановления, интенсивности восстановления и других показателей ремонтпригодности.

Для учёта этого влияния используют **комплексные показатели надёжности** восстанавливаемых объектов, к которым относятся коэффициенты: готовности, простоя, оперативной готовности, технического использования и сохранения эффективности, а также нестационарный коэффициент готовности и средний коэффициент готовности.

Интенсивность восстановления $\mu(t)$ – это условная плотность вероятности восстановления работоспособного состояния объекта, определенная для рассматриваемого момента времени при условии, что до этого момента восстановление не было завершено.

Среднее время восстановления T_B – это математическое ожидание времени восстановления работоспособного состояния объекта после отказа. Для установившегося режима эксплуатации интенсивность восстановления не зависит от времени ($\mu(t) = \mu$) и среднее время восстановления определяется по формуле:

$$T_B = 1/\mu. \quad (16.1)$$

Коэффициент готовности K_G – это вероятность того, что объект окажется в работоспособном состоянии в произвольный момент времени, кроме планируемых периодов, в течение которых применение объекта по назначению не предусматривается, а **коэффициент простоя** $K_{\Pi} = 1 - K_G$:

$$K_G = \frac{T}{T + T_B}; \quad (16.2)$$

$$K_{\Pi} = \frac{T_B}{T + T_B}, \quad (16.3)$$

где T – средняя наработка на отказ, определяемая из формул (15.1) и (15.7).

Коэффициент оперативной готовности $K_{OG}(t)$ – это вероятность того, что объект окажется в работоспособном состоянии в произвольный момент времени t , кроме планируемых периодов, в течение которых применение объекта по назначению не предусматривается, начиная с этого момента будет работать безотказно в течение заданного интервала времени. При экспоненциальном законе вероятности безотказной работы:

$$K_{OG}(t) = K_G \cdot \exp(-\lambda t), \quad (16.4)$$

где λ – интенсивность отказов РЭО.

Нестационарный коэффициент готовности $k_G(t)$, называемый также **функцией готовности** – это вероятность того, что объект окажется в работо-

способном состоянии в заданный момент времени, отсчитываемый от начала работы (или от другого строго определённого момента времени):

$$k_{\Gamma} t = \frac{\mu}{\lambda + \mu} + \frac{\lambda}{\lambda + \mu} \exp[-\lambda + \mu t] = K_{\Gamma} + K_{\Pi} \exp[-\lambda + \mu t]. \quad (16.5)$$

При $t \rightarrow \infty$:

$$k_{\Gamma}(t) = K_{\Gamma}. \quad (16.6)$$

Средний коэффициент готовности – это усреднённое на данном интервале времени значение нестационарного коэффициента готовности.

Восстановительные работы могут состоять из работ по техническому обслуживанию работоспособного, хотя и неисправного, изделия и ремонта отказавшего изделия. Пребывание изделия в этих состояниях учитывается и оценивается с помощью коэффициента технического использования – $K_{ТИ}$.

Коэффициент технического использования характеризует долю продолжительности нахождения объекта в работоспособном состоянии относительно общей продолжительности эксплуатации. При $t \rightarrow \infty$ имеем:

$$K_{ТИ} = \frac{T}{T + T_{\text{в}} + T_{\text{то}} \left(\frac{T}{\tau_{\text{то}}} \right)}, \quad (16.7)$$

где $\tau_{\text{то}}$ – период времени между предыдущим и последующим ТО; $T_{\text{то}}$ – среднее время ТО.

При $T = \tau_{\text{то}}$ выражение (16.7) имеет вид:

$$K_{ТИ} = \frac{T}{T + T_{\text{в}} + T_{\text{то}}}. \quad (16.8)$$

Оптимальный период времени между предыдущим и последующим ТО, в котором минимизируется величина коэффициента простоя K_{Π} , находят по формуле:

$$\tau_{\text{то.опт}} = (2 \cdot T_{\text{то}} \cdot T)^{0.5}. \quad (16.9)$$

В процессе технического обслуживания также должно осуществляться полное или частичное обновление системы. Однако в современном сложном РЭО отказ элемента или радиоэлектронного устройства (РЭУ) не всегда ведет к отказу системы и с этой точки зрения является дефектом. В процессе эксплуатации возникает необходимость выявления дефектов и предотвращения отказов. Эффективность этого процесса можно характеризовать вероятностью отсутствия дефекта в произвольный момент времени при нахождении РЭО в рабочем состоянии – **коэффициентом отсутствия дефектов** [3]:

$$K_{\text{од}} = \lim_{t \rightarrow 0} P_k t, \quad (16.10)$$

где $P_k(t)$ – представляется суммарной вероятностью пребывания РЭО в подмножестве k состояний, включающем в себя все ситуации, когда в рабочем режиме отсутствуют дефекты.

Коэффициент сохранения эффективности – это отношение значения показателя эффективности использования объекта по назначению за опреде-

ленную продолжительность эксплуатации к номинальному значению этого показателя, вычисленному при условии, что отказы объекта в течение того же периода не возникают. Коэффициент сохранения эффективности характеризует степень влияния отказов объекта на эффективность его применения по назначению. Для каждого конкретного типа объектов содержание понятия эффективности и точный смысл показателя (показателей) эффективности задаются техническим заданием и вводятся в нормативно-техническую и (или) конструкторскую (проектную) документацию.

ВОПРОС №17. ОРИЕНТИРОВОЧНЫЙ РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ

Нормирование надёжности – это установление в НТД или в КД количественных и качественных требований к надёжности. **Расчёт надёжности** является частью нормирования надёжности и сводится к установлению количественных требований к надёжности.

Нормирование надёжности производится на стадиях составления технического задания и эскизного проектирования и при модернизации РЭО и включает:

- выбор номенклатуры нормируемых показателей надёжности;
- технико-экономическое обоснование значений показателей надёжности объекта и его составных частей;
- задание требований к точности и достоверности исходных данных;
- формулирование критериев отказов, повреждений и предельных состояний;
- задание требований к методам контроля надёжности на всех этапах жизненного цикла объекта.

Нормируемый показатель надёжности – это показатель надёжности, значение которого регламентировано нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документацией на объект. В качестве нормируемых показателей надёжности могут быть использованы один или несколько показателей безотказности, долговечности, сохраняемости или ремонтпригодности.

Нормирование значений величин вероятности безотказной работы и интенсивности отказов без учёта электрической нагрузки на электрорадиоэлементы называется **ориентировочным расчётом надёжности**.

При ориентировочном расчёте надёжности решают задачи двух типов:

- когда заданы показатели надёжности объекта и требуется определить показатели надёжности его составных частей (обычно такие задачи решают приближённо);
- когда заданы показатели надёжности составных частей объекта и требуется определить показатели надёжности всего объекта.

Рассмотрим приближённые выражения для определения показателей надёжности составных частей объекта для случая, когда известны показатели надёжности всего объекта.

Пусть задана средняя наработка до отказа объекта T_{1C} , состоящего из N блоков, равноценных с точки зрения влияния их надёжности на эффективность работы объекта и имеющих различное число элементов n_i , одинаковых по надёжности. Средняя наработка до отказа i -ого блока T_{1i} в этом случае определится по формуле:

$$T_{1i} = \frac{T_{1C}}{n_i} \sum_{i=1}^N n_i. \quad (17.1)$$

Если объект состоит из N одинаковых по вероятности безотказной работы $P_i(t)$ (в течение наработки t) блоков, то вероятность безотказной работы $P_i(t)$ i -ого блока определится через вероятность безотказной работы объекта $P_C(t)$ по формуле:

$$P_i = \sqrt[N]{P_C}. \quad (17.2)$$

Рассмотрим ориентировочный расчёт надёжности для случая, когда требуется определить показатели надёжности невосстанавливаемого объекта. На стадии составления технического задания обоснованные нормы показателей надёжности можно задать, опираясь на информацию о достигнутых показателях надёжности у изделий-прототипов. Если прототипы не известны, то ориентировочно задают число узлов (блоков и т.п.) N , значения числа элементов n_i в узлах (блоках и т.п.) и интенсивности отказов элементов λ_j .

Вероятность безотказной работы изделия (системы) $P_C(t)$ рассчитывают по формуле:

$$P_C(t) = \exp(-\lambda_C t) = \exp\left(-\sum_{i=1}^N \lambda_i t\right), \quad (17.3)$$

где λ_C – интенсивность отказов системы; λ_i – интенсивность отказов i -ого узла, блока и т.п. с числом элементов расчёта надёжности n_i , равная:

$$\lambda_i = \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_J; \quad (17.4)$$

$$\lambda_C = \sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_J. \quad (17.5)$$

Средняя наработка до отказа изделия равна:

$$T_{1C} = \frac{1}{\lambda_C} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_J}. \quad (17.6)$$

Тогда вероятность безотказной работы изделия:

$$P_C(t) = \exp\left(-t \sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_J\right). \quad (17.7)$$

Условия эксплуатации учитывают с помощью поправочных коэффициентов:

$$\lambda_J = \lambda_{JH} \cdot k_\lambda; \quad (17.8)$$

$$k_\lambda = k_{\lambda 1} \cdot k_{\lambda 2} \cdot k_{\lambda 3}, \quad (17.9)$$

где λ_{JH} – интенсивность отказов элементов в лабораторных условиях работы, которую находят из таблиц в литературе по надёжности.

Значения коэффициентов, учитывающих воздействие на РЭО ударов и вибраций ($k_{\lambda 1}$), температуры и влажности ($k_{\lambda 2}$) и пониженного атмосферного давления ($k_{\lambda 3}$), также приведены в справочной литературе по надёжности.

ВОПРОС №18. ОКОНЧАТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ НАДЕЖНОСТИ

Окончательный расчёт надёжности с учётом режимов работы элементов РЭО производится на стадии технического проектирования, когда эти режимы рассчитаны или измерены. В расчёте принимается, что отказ любого элемента приводит к отказу всего изделия. Чаще всего, помимо общих эксплуатационных воздействий, учтённых в ориентировочном расчёте надёжности введением поправочного коэффициента k_λ , с помощью поправочного коэффициента a_J учитывают температуру среды t_{CJ} , окружающей каждый элемент, и отличие электрической нагрузки каждого элемента H_J от номинальной H_{HJ} . Отношение H_J к H_{HJ} называют коэффициентом нагрузки:

$$K_{HJ} = H_J/H_{HJ}. \quad (18.1)$$

В качестве нагрузки принимается электрический параметр, превышение которого чаще всего является причиной отказа данного элемента. У резисторов это мощность P , у конденсаторов это напряжение U , в моточных изделиях это может быть плотность тока J и т.д. Некоторые элементы могут характеризоваться несколькими коэффициентами нагрузки. Например, трансформатор характеризуют коэффициентами нагрузки по току и по напряжению.

Значения интенсивностей отказов в лабораторных условиях работы $\lambda_{ЛН}$ для различных элементов и поправочных коэффициентов:

$$a_J = \lambda_J/\lambda_{ЛН} \quad (18.2)$$

для различных элементов, температур среды t_{CJ} и коэффициентов нагрузки K_{HJ} находят из таблиц в литературе по надёжности.

Подставляя эти значения в формулу:

$$\lambda_{JOK} = k_\lambda a_J \lambda_{ЛН}, \quad (18.3)$$

определяют окончательные значения величин интенсивностей отказов элементов λ_{JOK} с учётом температуры среды t_{CJ} , окружающей каждый элемент, и отличие электрической нагрузки каждого элемента H_J от номинальной H_{HJ} . Значение коэффициента k_λ в формуле (18.3), учитывающего условия эксплуатации РЭО, находят из выражения (17.9, см. вопрос №17).

Для невозстанавливаемого РЭО окончательное значение интенсивности отказов системы $\lambda_{C.OK}$ определяют по формуле:

$$\lambda_{C.OK} = \sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_{JOK}. \quad (18.4)$$

Окончательное значение средней наработки до отказа изделия равно:

$$T_{1C.OK} = \frac{1}{\lambda_{C.OK}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_{JOK}}. \quad (18.5)$$

Тогда окончательное значение вероятности безотказной работы равно:

$$P_{\text{с.ок}} t = \exp\left(-t \sum_{i=1}^N \sum_{J=1}^{n_i} \lambda_{\text{JOK}}\right). \quad (18.6)$$

В некоторых литературных источниках невосстанавливаемое РЭО называют аппаратурой I класса, а восстанавливаемое РЭО относят к аппаратуре II и III классов. По классификации, приведённой в стандарте ГОСТ 27.003-90, аппаратура I класса относится к невосстанавливаемым изделиям непрерывного длительного применения (НПДП), аппаратура II класса относится к восстанавливаемым изделиям многократного циклического применения (МКЦП), а аппаратура III класса относится к восстанавливаемым изделиям непрерывного длительного применения.

Надёжность РЭО, предназначенного для длительной работы, во время которой оно может ремонтироваться (аппаратура III класса), определяется функцией готовности $k_{\Gamma}(t)$. В этом разделе в формулах под λ и μ следует понимать соответствующие статистические интенсивности отказов $\lambda_{\text{с}}$ и интенсивности восстановления системы $\mu_{\text{с}}$. Вероятность $P_{\text{III}}(t)$ пребывания такой системы в состоянии готовности к функциональному применению определяется выражением:

$$P_{\text{III}}(t) = K_{\Gamma} + K_{\text{II}} \cdot \exp[-(\mu + \lambda)t], \quad (18.7)$$

где $K_{\Gamma} = \frac{\mu}{\lambda + \mu}$ – коэффициент готовности; $K_{\text{II}} = \frac{\lambda}{\lambda + \mu}$ – коэффициент простоя для установившегося процесса.

Для установившегося процесса ($t \rightarrow \infty$) вероятность $P_{\text{III}}(t)$ равна стационарному коэффициенту готовности K_{Γ} :

$$P_{\text{III}} t = K_{\Gamma} = \frac{\mu}{\lambda + \mu} = \frac{T}{T + T_{\text{B}}}. \quad (18.8)$$

РЭО, которое в течение времени t_1 может работать и ремонтироваться, а в течение времени t_2 должно исправно работать и его восстановление в это время не допускается, называется аппаратурой II класса. Вероятность $P_{\text{II}}(t)$ пребывания такой системы в состоянии готовности к функциональному применению определяется выражением:

$$P_{\text{II}}(t) = K_{\Gamma}(t_1) \exp(-\lambda t_2). \quad (18.9)$$

Вероятность $P_{\text{II}}(t)$ пребывания этой же системы в состоянии готовности к функциональному применению для установившегося процесса ($t_1 \rightarrow \infty$, $t_2 = t$) равна коэффициенту оперативной готовности $K_{\text{ог}}(t)$ и определяется выражением:

$$P_{\text{II}} t = K_{\text{ог}} t = K_{\Gamma} \exp -\lambda t = \frac{T}{T + T_{\text{B}}} \exp -\lambda t. \quad (18.10)$$

Здесь $\lambda = \lambda_{\text{с}}$, а $T = T_{1\text{с}} = 1/\lambda_{\text{с}}$. Среднее время восстановления $T_{\text{B}} = T_{\text{BC}} = 1/\mu_{\text{с}}$ определим по формуле:

$$T_{\text{BC}} = \sum_{i=1}^m P_i t_{\text{Bi}}, \quad (18.11)$$

где t_{Bi} – среднее время нахождения и устранения одной неисправности у элементов i -ого типа или группы, зависящее от сложности и ремонтпригодности РЭО; P_i – вероятность того, что возникшая неисправность относится к элементам i -ого типа или группы J -ого блока:

$$P_i = \frac{n_{ij}\lambda_i}{\lambda_c} . \quad (18.12)$$

Подставляя в формулу (18.10) выражения для T_{BC} и P_i , получим выражение для вероятности $P_{II}(t)$ пребывания системы в состоянии готовности к функциональному применению:

$$P_{II}(t) = \frac{\exp -\lambda_c t}{1 + \sum_{i=1}^m n_{ij}\lambda_i t_{Bi}} . \quad (18.13)$$

Для аппаратуры III класса выражение для вероятности $P_{III}(t)$ пребывания системы в состоянии готовности к функциональному применению имеет вид:

$$P_{III}(t) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^m n_{ij}\lambda_i t_{Bi}} . \quad (18.14)$$

Точные значения t_{Bi} можно получить, лишь имея статистические данные по ремонту изделий-аналогов. Часто такие данные отсутствуют, и надёжность восстанавливаемого РЭО рассчитывают по формулам, используемым для расчёта надёжности невосстанавливаемых изделий, то есть находят окончательное значение интенсивности отказов системы $\lambda_{c.ок}$ по формуле (18.4) и окончательное значение средней наработки до отказа по формуле (18.5).

ВОПРОС №19. РЕЗЕРВИРОВАНИЕ И ЕГО ВИДЫ

Резервирование – это способ обеспечения надёжности объекта за счет использования дополнительных средств и (или) возможностей, избыточных по отношению к минимально необходимым для выполнения требуемых функций.

Совокупность дополнительных средств и (или) возможностей, используемых для резервирования, называют **резервом**. **Основной элемент** – это элемент объекта, необходимый для выполнения требуемых функций без использования резерва. При резервировании основной элемент называют **резервируемым**, так как в случае его отказа в объекте предусмотрены один или несколько резервных элементов, предназначенных для выполнения функций основного элемента в случае отказа последнего.

Согласно классификации, представленной на рисунке 19, резервирование бывает общим и отдельным.

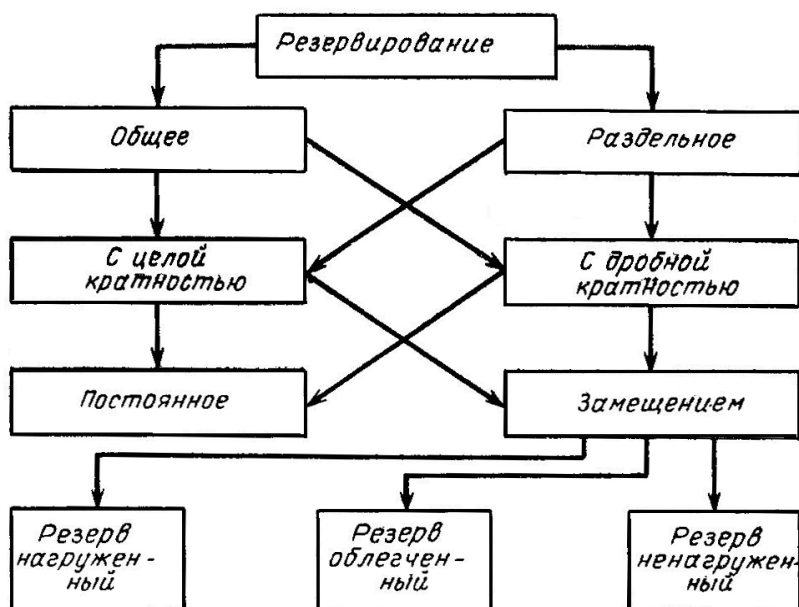


Рисунок 19 – Виды резервирования

Общее резервирование – это резервирование, при котором резервируется объект в целом, а **раздельное резервирование** – это резервирование, при котором резервируются отдельные элементы объекта или их группы.

Существует также **смешанное резервирование**, которое представляет сочетание различных видов резервирования в одном и том же объекте.

Резервирование различают по кратности резерва, то есть по отношению числа резервных элементов к числу резервируемых ими элементов, выраженное несокращенной дробью. Бывает резервирование с целой кратностью, с дробной кратностью и дублирование. **Дублирование** – это резервирование с кратностью резервирования резерва один к одному.

Различают постоянное резервирование и резервирование замещением. **Постоянное резервирование** – это резервирование, при котором используется нагруженный резерв, и при отказе любого элемента в резервированной группе выполнение объектом требуемых функций обеспечивается оставшимися элементами без переключений.

Нагруженный резерв – это резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в режиме основного элемента.

Резервирование замещением – это резервирование, при котором функции основного элемента передаются резервному элементу только после отказа основного элемента. В этом случае используется ненагруженный резерв, то есть резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в ненагруженном режиме до начала выполнения ими функций основного элемента.

Существует также **облегченный резерв**, то есть резерв, который содержит один или несколько резервных элементов, находящихся в менее нагруженном режиме, чем основной элемент. Выбор метода резервирования зависит от условий работы РЭО. Например, если допускаются перерывы в работе, то используется резервирование замещением, а если не допускаются, то используется постоянный нагруженный резерв.

При нагруженном резерве в момент отказа основного элемента уже включен резервный элемент, но вероятность того, что в этот момент резервный элемент исправен, может сильно отличаться от единицы. При облегченном резерве после отказа основного элемента время выхода резервного элемента на рабочий режим мало, и вероятность того, что в момент отказа основного элемента резервный элемент исправен, не сильно отличается от единицы. При ненагруженном резерве после отказа основного элемента время выхода резервного элемента на рабочий режим больше, чем при облегченном резерве. Однако вероятность того, что в момент отказа основного элемента резервный элемент исправен, отличается от единицы меньше, чем при облегченном резерве.

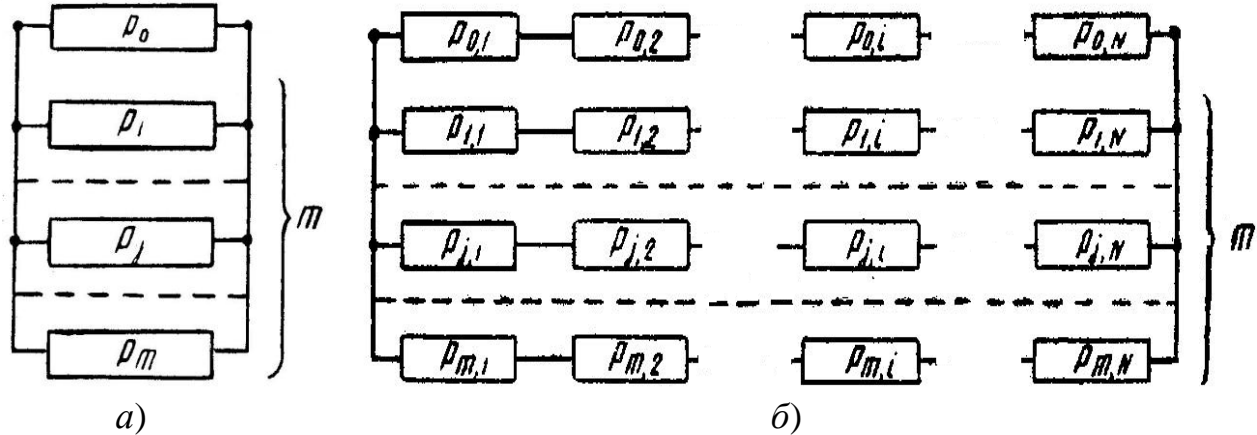
Разновидностью резервирования замещением является **скользящее резервирование**. При скользящем резервировании группа основных элементов резервируется одним или несколькими резервными элементами, каждый из которых может заменить любой из отказавших элементов данной группы.

Различают **резервирование с восстановлением** и **резервирование без восстановления**. В первом случае восстановление отказавших основных и (или) резервных элементов технически возможно без нарушения работоспособности объекта в целом и предусмотрено эксплуатационной документацией, а во втором восстановление этих элементов технически невозможно или не предусмотрено эксплуатационной документацией.

При резервировании вводится также понятие **вероятности успешного перехода на резерв**, под которой понимают вероятность того, что переход на резерв произойдет без отказа объекта и без снижения качества функционирования.

ВОПРОС №20. РАСЧЕТ ОБЩЕГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ С ПОСТОЯННО ВКЛЮЧЕННЫМ РЕЗЕРВОМ И ЦЕЛОЙ КРАТНОСТЬЮ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОСЛЕДЕЙСТВИЯ

Схема расчёта общего постоянного резервирования с целой кратностью m при отсутствии последействия при заданных вероятностях безотказной работы основного (P_0) и резервного (P_J) элементов надёжности приведена на рисунке 20, а.



а – при заданных вероятностях безотказной работы основного (P_0) и резервного (P_J) элементов надёжности; б – при заданных вероятностях безотказной работы i -ых элементов надёжности основной (P_{0i}) и резервной (P_{Ji}) цепей ($1 \leq i \leq N$)

Рисунок 20 – Схемы расчёта общего постоянного резервирования с целой кратностью m при отсутствии последействия [4, 7, 8, 19]

Система с общим резервированием будет нормально функционировать при сохранении работоспособности хотя бы одной из цепей. На основании теоремы умножения вероятностей вероятность отказа такой системы:

$$Q_C = \prod_{J=0}^m Q_J, \quad (20.1)$$

где Q_J – вероятность отказа J -ой цепи, состоящей из N элементов; m – количество резервных цепей. Схема на рисунке 20, а соответствует значению $N = 1$.

Схема расчёта общего постоянного резервирования с целой кратностью m при отсутствии последействия при заданных вероятностях безотказной работы i -ых элементов надёжности основной (P_{0i}) и резервной (P_{Ji}) цепей приведена на рисунке 20, б ($1 \leq i \leq N$).

Вероятность безотказной работы системы с общим резервированием рассчитывают по формуле:

$$P_C = 1 - Q_C = 1 - \prod_{J=0}^m Q_J = 1 - \prod_{J=0}^m (1 - P_J), \quad (20.2)$$

где P_J – вероятность безотказной работы J -ой цепи.

При экспоненциальном законе надёжности:

$$P_C = 1 - \prod_{J=0}^m [1 - \exp -\lambda_J t], \quad (20.3)$$

где λ_J – интенсивность отказов J -ой цепи.

При равнонадёжных цепях ($\lambda_J = \lambda_0$) и экспоненциальном законе надёжности вероятность безотказной работы системы с общим резервированием рассчитывают по формуле:

$$P_{C.O} = 1 - [1 - \exp(-\lambda_0 t)]^{m+1}. \quad (20.4)$$

Средняя наработка до отказа T_0 одного элемента определяется через интенсивность отказов λ_0 :

$$T_0 = 1/\lambda_0. \quad (20.5)$$

Средняя наработка до отказа системы с общим резервированием рассчитывается по формуле:

$$T_{ic.o} = \int_0^{\infty} P_C t dt. \quad (20.6)$$

При преобразовании формулы (20.6) с учётом (20.4) и (20.5) получим:

$$T_{ic.o} = T_0 \sum_{J=0}^m \frac{1}{J+1} = AT_0; \quad (20.7)$$

$$A = \sum_{J=0}^m \frac{1}{J+1}. \quad (20.8)$$

В таблице 20 приведены значения A для различных m .

Таблица 20 – Значения A для различных m

m	1	2	3	4	5
A	1.5	1.83	2.08	2.28	2.45

Безотказная работа J -ой цепи будет иметь место при безотказной работе каждого из N последовательно соединённых элементов цепи. С учётом этого при экспоненциальном законе надёжности имеем:

$$P_J = \prod_{i=1}^N P_{Ji} = \exp\left(\sum_{i=1}^N \lambda_{Ji} t\right), \quad (20.9)$$

где P_{Ji} – вероятность безотказной работы; λ_{Ji} – интенсивность отказов i -ых элементов надёжности J -ой цепи.

Подставляя значения P_J из выражения (20.9) в формулу (20.2), находим вероятность безотказной работы системы:

$$P_{C.O} = 1 - \prod_{J=0}^m \left(1 - \prod_{i=1}^N P_{Ji}\right) = 1 - \prod_{J=0}^m \left[1 - \exp\left(\sum_{i=1}^N \lambda_{Ji} t\right)\right]. \quad (20.10)$$

ВОПРОС №21. РАСЧЕТ РАЗДЕЛЬНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ С ПОСТОЯННО ВКЛЮЧЕННЫМ РЕЗЕРВОМ И С ЦЕЛОЙ КРАТНОСТЬЮ ПРИ ОТСУТСТВИИ ПОСЛЕДЕЙСТВИЯ

Схема расчёта раздельного постоянного резервирования с целой кратностью при отсутствии последействия при заданных вероятностях безотказной работы i -ых элементов надёжности основной (P_{0i}) и резервной (P_{ji}) цепей изображена на рисунке 21.

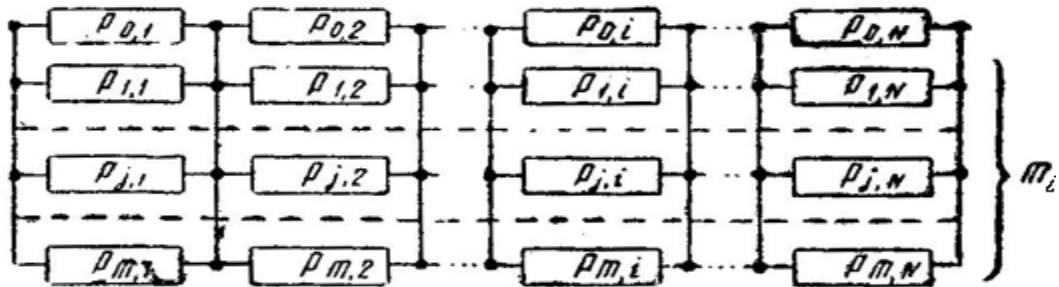


Рисунок 21 – Схема расчёта раздельного постоянного резервирования с целой кратностью при отсутствии последействия при заданных вероятностях безотказной работы i -ых элементов надёжности основной (P_{0i}) и резервной (P_{ji}) цепей ($1 \leq i \leq N$)

Вероятность безотказной работы i -ого звена этой схемы равна:

$$P_i = 1 - Q_i = 1 - \prod_{j=0}^{m_i} Q_{ji} = 1 - \prod_{j=0}^{m_i} (1 - P_{ji}), \quad (21.1)$$

где m_i – количество резервных элементов i -ого звена.

Безотказная работа системы будет иметь место при безотказной работе каждого из N последовательно соединенных звеньев. Вероятность безотказной работы системы с раздельным постоянным резервированием равна:

$$P_{C.P.} = \prod_{i=1}^N P_i = \prod_{i=1}^N \left[1 - \prod_{j=0}^{m_i} (1 - P_{ji}) \right]. \quad (21.2)$$

Для раздельного резервирования и экспоненциального закона надёжности при $m_i = m$ и равнонадёжных элементах:

$$P_{C.P.} = \left[1 - (1 - P)^{m+1} \right]^N = 1 - \left[1 - \exp(-\lambda t) \right]^{m+1 N}. \quad (21.3)$$

Средняя наработка до отказа системы с раздельным постоянным резервированием при этом равна [4]:

$$T_{ICP} = \frac{n-1!}{\lambda^{m+1}} \cdot \sum_{j=0}^m \frac{1}{v_j \cdot v_j + 1 \dots v_j + N - 1}, \quad (21.4)$$

где $v_j = \frac{j+1}{m+1}$.

При $m = 1$ (дублирование) и $N > 5$ средняя наработка равна:

$$T_{\text{иср}} = \frac{0.5 + 0.89\sqrt{N}}{\lambda N}. \quad (21.5)$$

ВОПРОС №22. ОБРАБОТКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ

Процесс **обработки статистических данных** изучим на примере расчёта надёжности по статистическим данным. Статистические данные могут быть собраны в процессе испытаний на надёжность, либо в условиях эксплуатации. Для определения показателей надёжности в этом случае необходимо получить: сведения об отказавшем блоке, узле, элементе; сведения о времени наступления отказа; сведения о причине отказа; сведения о наработке отдельных элементов, блоков, аппаратуры в целом; сведения о времени ремонта и о времени простоя. При расчете надёжности по данным о наработке составляется таблица потока отказов, в общем случае, представляющая простой статистический ряд, в котором статистические данные изменяются по величине беспорядочно. На основании этой таблицы строится вариационный ряд наработки данного устройства (например, в виде таблицы 22.1). Нумерация отказов делается такой, чтобы статистические данные возрастали с увеличением величины номера.

Таблица 22.1 – Пример вариационного ряда по данным о наработке

Номер отказа	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Наработка T_1 , ч	2	3	3	5	6	7	8	8	9	9	13	15	16	17	18
Номер отказа	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Наработка T_1 , ч	20	21	25	28	35	37	53	56	65	69	77	86	98	107	119

Для исключения грубых ошибок в статистических данных x_i вычисляют статистическую оценку среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\text{СТАТ}}$ с помощью формулы:

$$\sigma_{\text{СТАТ}}^2 = D x_{\text{СТАТ}} = \frac{x_1 - x_{\text{СТАТ}}^2 + x_2 - x_{\text{СТАТ}}^2 + \dots + x_N - x_{\text{СТАТ}}^2}{N - 1} = \frac{\sum_{i=1}^N n_i x_i - x_{\text{СТАТ}}^2}{N - 1}, \quad (22.1)$$

где n_i – количество одинаковых статистических данных x_i ; $x_{\text{СТАТ}}$ может быть вычислена как среднее арифметическое значение величин x_1, x_2, \dots, x_N :

$$x_{\text{СТАТ}} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_N}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i. \quad (22.2)$$

При вычислении $\sigma_{\text{СТАТ}}$ с помощью формулы (22.1) следует не включать в вычисления подозрительное значение x , которое проверяется на предмет его

возможного исключения из статистического ряда. Затем исключают грубые ошибки измерения, для которых $|x| > 3\sigma_{\text{СТАТ}}$. Это правило получило название **правила трёх сигм**. Оно находит широкое практическое применение для исключения грубых ошибок измерения (промахов) из статистического ряда, для которых $|x| > 3\sigma$.

При большем числе наблюдений весь диапазон значений отказов делится на интервалы времени Δt_i и подсчитывается количество отказов n_i , приходящихся на каждый i -ый интервал. Далее строится таблица (таблица 22.2), называемая статистическим рядом, в которой приводятся интервалы в порядке их расположения вдоль оси абсцисс (число отказов в интервале Δt_i) и оценки рассчитываемых показателей надёжности для каждого интервала Δt_i .

Таблица 22.2 – Статистический ряд по данным о наработке

$\Delta t_i, \text{ч}$	0...20	20...40	40...60	60...80	80...100	100...120
n_i	16	5	2	3	2	2
$\lambda_{\text{СТАТ}}(t) = \frac{n_i}{\Delta t_i [n - n t]}$	0.0363	0.0218	0.0125	0.027	0.033	---
$P_{\text{СТАТ}}(t) = 1 - \frac{n t}{N}$	0.46	0.3	0.23	0.13	0.070	---
$F_{\text{СТАТ}}(t) = 1 - P_{\text{СТАТ}}(t)$	0.54	0.7	0.77	0.87	0.930	---
$F(t) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{СТАТ}} t)$	0.33	0.54	0.73	0.82	0.900	---

По данным этого ряда строятся гистограммы для оцениваемых показателей надёжности: интенсивности отказов $\lambda(t)$ и вероятности безотказной работы $P(t)$ (рисунок 22). Расчётные формулы для оценочных значений интенсивности отказов $\lambda_{\text{СТАТ}}(t)$, для вероятности безотказной работы $P_{\text{СТАТ}}(t)$ и для вероятностей отказа $F_{\text{СТАТ}}(t)$ и $F(t)$ даны в таблице 22.2.

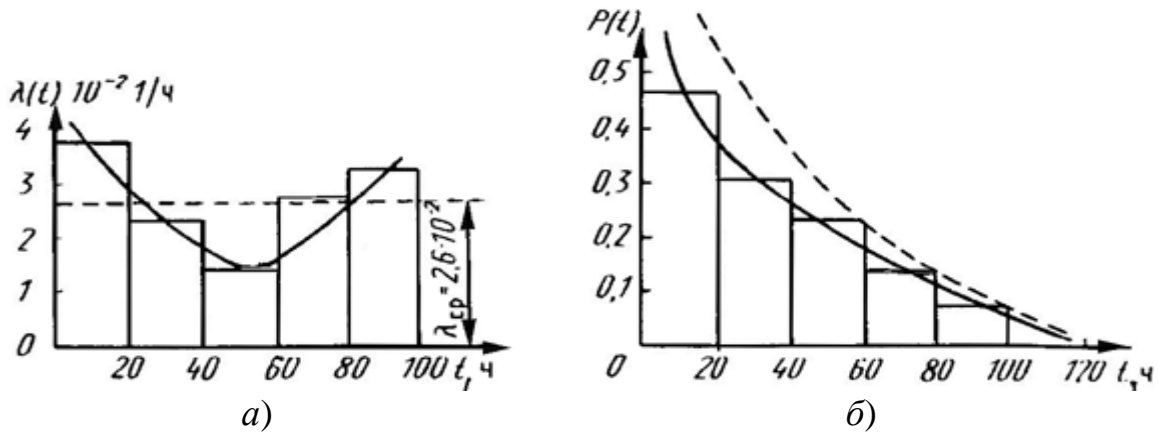
Группировка данных в общем случае приводит к потере информации, но установлено, что для каждого закона распределения существует оптимальное число интервалов гистограммы, при котором вид гистограммы оказывается наиболее близким к действительному виду кривой плотности распределения. Количество интервалов l при построении эмпирической кривой распределения может немного меняться для устранения зигзагообразности, провалов и т.п. Его оптимально значение можно определять по правилу Старджесса:

$$l = 1 + 3.31 \lg n, \quad (22.3)$$

где n – количество наблюдений.

Для случая, когда ширина всех интервалов статистического ряда Δt_i одинакова ($\Delta t_i = \Delta t$), её можно вычислить через размах варьирования $R = t_{\text{max}} - t_{\text{min}}$ параметра t по формуле:

$$\Delta t = \frac{R}{l} = \frac{t_{\text{max}} - t_{\text{min}}}{l}. \quad (22.4)$$



a – интенсивности отказов $\lambda(t)$; *б* – вероятности безотказной работы $P(t)$;
 ——— экспериментальная кривая; — — — — теоретическая кривая

$$t = t_{\text{НАЧ.ИНТ}} + \frac{\Delta t_i}{2} \quad \lambda_{\text{СР}} = \frac{\sum_{i=1}^l \lambda_{i\text{СТАТ}} t}{l} = 0.026$$

Рисунок 22 – Гистограммы для оцениваемых показателей надежности

В дальнейшем построенные гистограммы аппроксимируются кривой, по виду которой можно ориентировочно установить закон распределения отказов путем сравнения с соответствующими теоретическими кривыми.

Если среди результатов независимых измерений n_i раз встречаются равные по величине значения x_i , то n_i называют частотой x_i . В этом случае можно сократить объем вычислений $x_{\text{СТАТ}}$ и $\sigma_{\text{СТАТ}}^2 = D x_{\text{СТАТ}}$, используя формулы:

$$x_{\text{СТАТ}} = \frac{\sum_{i=1}^K n_i x_i}{N}; \quad (22.5)$$

$$\sigma_{\text{СТАТ}}^2 = D x_{\text{СТАТ}} = \frac{\sum_{i=1}^K n_i x_i^2 - x_{\text{СТАТ}}^2}{N-1}, \quad (22.6)$$

где K – число групп (интервалов) с одинаковыми значениями x_i .

Эти же формулы используют и в случае статистического интервального ряда, но тогда под x_i понимают среднее арифметическое значение $x_{i\text{СТАТ}}$ параметра x в i -ом интервале, а под n_i – количество измеренных значений, которые по величине попадают в указанный интервал. При обработке статистических данных также проверяют правильность выбора теоретического распределения с помощью вероятностных (координатных) сеток (вероятностных бумаг) или с помощью критериев согласия. Определяют также доверительные границы для кривых распределения и для оценок параметров распределения.

ВОПРОС №23. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В состав радиопередающего устройства входят обычно несколько каскадов, выполняющих различные функции усиления (по мощности). Большинство из этих каскадов имеют в своем составе активный элемент (электронный прибор – ЭП), нагрузку, источник питания ЭП и цепь возбуждения, по которой от источника возбуждения к ЭП подается радиочастотный (РЧ) сигнал, необходимый для функционирования этого каскада. Радиочастотный каскад с такими признаками носит название **генератора с внешним возбуждением (ГВВ)**.

В передатчиках ГВВ могут выполнять разнообразные функции; усиливать радиочастотные колебания (усилители); повышать их частоту в целое число раз (умножители частоты); изменять амплитуду радиочастотного колебания по закону НЧ сообщения (модуляторы). В качестве активного элемента ЭП, преобразующего энергию постоянного тока в энергию РЧ колебаний, в ГВВ применяют лампы (триоды, тетроды, пентоды), лампы бегущей волны (ЛБВ), пролетные клистроны, биполярные и полевые транзисторы. Используемые в передатчиках ГВВ возбуждаются, как правило, гармоническим током или напряжением и должны создать на нагрузке также гармоническое напряжение.

Для анализа работы ГВВ используются идеализированные статические и динамические характеристики. Режим работы ГВВ характеризуется напряженностью.

Выделяют следующие режимы в зависимости от амплитуды возбуждения (рисунок 23.1):

- недонапряженный (активный) режим (1);
- критический режим (граничный) – наиболее энергетически выгодный режим (2);
- перенапряженный режим – активный элемент в области насыщения (3);
- сильно перенапряженный режим – наблюдается раздвоение импульса выходного тока (4).

Углом отсечки называется половина той части периода входного сигнала, в течение которого протекает выходной ток.

Рационально выбирать угол отсечки в пределах $60^\circ < \theta < 90^\circ$. При меньших углах отсечки КПД возрастает незначительно, но резко возрастает напряжение возбуждения и, как следствие этого, возрастает опасность пробоя на участке «управляющий электрод – корпус». При углах отсечки, больших 120° , заметно снижается КПД.

В зависимости от величины угла отсечки θ различают режимы работы активного элемента (АЭ).

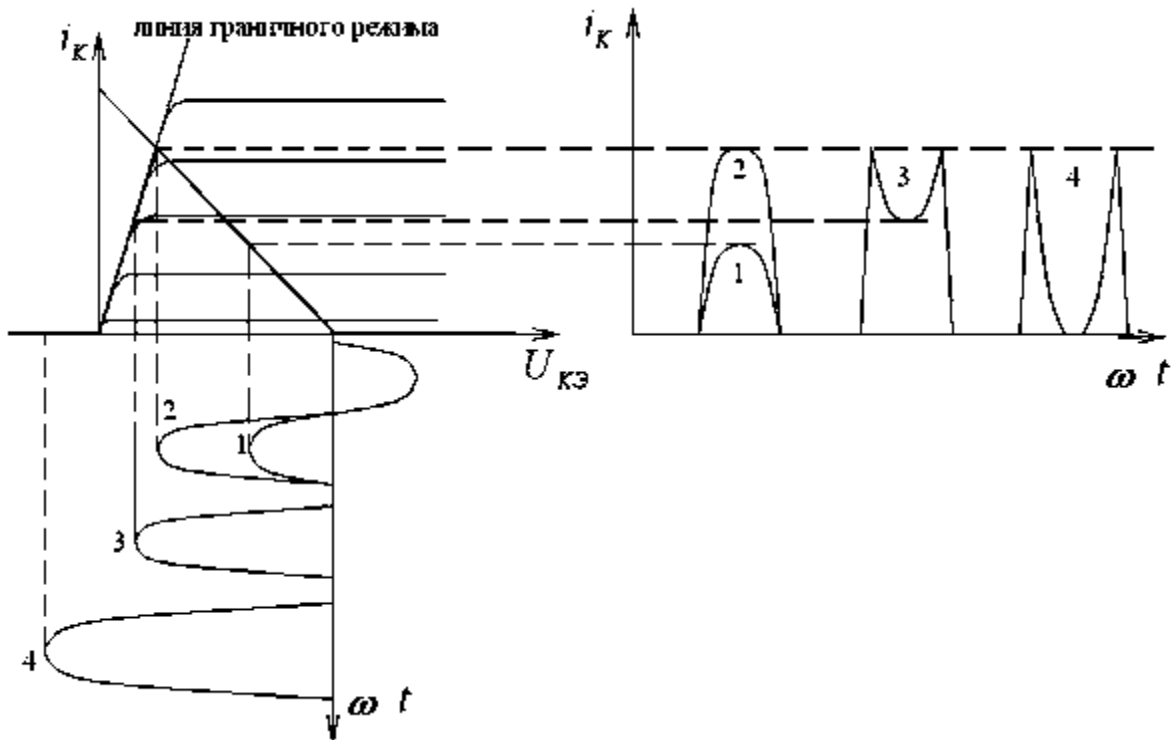


Рисунок 23.1 – Динамическая (проходная) характеристика для биполярного транзистора. Режимы работы

Режим класса А – такой режим работы АЭ, при котором коллекторный (анодный) ток протекает на протяжении всего периода возбуждения, а крайние значения напряжения возбуждения не выходят за пределы приблизительно прямолинейного участка характеристики АЭ. В режиме класса А рабочая точка находится на середине линейного участка проходной характеристики АЭ ГВВ.

Для широкополосного ГВВ с резистивной нагрузкой максимальный (теоретический) КПД составляет 25%. В случае широкополосного ГВВ с дросселем в качестве нагрузки максимальный (теоретический) КПД составляет 50%. Применение режима усиления класса А в окончательных каскадах усиления в ГВВ из-за низкого КПД недопустимо.

Режим класса В – такой режим работы АЭ, при котором выходной ток АЭ существует в течение половины периода напряжения возбуждения. При этом изменения тока коллектора носят негармонический характер. Для получения гармонической формы выходного напряжения необходимо в качестве нагрузки применять колебательный контур.

Максимальный КПД каскада с резонансной нагрузкой составляет примерно 70%.

Режим класса С – такой режим работы АЭ, при котором выходной ток существует менее половины напряжения возбуждения.

Режим класса D – такой режим работы АЭ, при котором графики коллекторного тока имеют вид прямоугольных импульсов. Такой режим работы АЭ называется «ключевым режимом» и обладает высоким КПД – до 82%.

В большинстве практических случаев возбуждение ГВВ осуществляется квазигармоническим сигналом.

В недонапряженном режиме импульс выходного тока представляет собой отрезок косинусоиды, который полностью определяется двумя параметрами: углом отсечки θ и максимальным значением $I_{\text{ВЫХ}m}$. При условии гармонического режима имеем:

$$i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = SU_{\text{ВХ}}(\cos\omega t - \cos\theta), \quad (-\theta \leq \omega t \leq \theta). \quad (23.1)$$

При $\omega t = 0$ ток $i_{\text{ВЫХ}}(0)$ достигает максимального значения:

$$I_{\text{ВЫХ}m} = SU_{\text{ВХ}}(1 - \cos\theta). \quad (23.2)$$

Используя выражения (23.1) и (23.2), получим:

$$i_{\text{ВЫХ}} \omega t = I_{\text{ВЫХ}m} \frac{\cos\omega t - \cos\theta}{1 - \cos\theta}, \quad (0 \leq \omega t \leq \theta). \quad (23.3)$$

Получив из (23.3) выражения для коэффициентов ряда Фурье, после их интегрирования и последующего нормирования к максимальному значению импульса тока получим следующую систему коэффициентов:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{I_{\text{ВЫХ}0}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{1 - \cos\theta}; \\ \alpha_1 &= \frac{I_{\text{ВЫХ}1}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\theta - 0.5 \sin\theta}{1 - \cos\theta}; \\ &\dots \\ \alpha_n &= \frac{I_{\text{ВЫХ}n}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin n\theta \cos\theta - n \cos n\theta \sin\theta}{n^2 - 1} \frac{1}{1 - \cos\theta}. \end{aligned}$$

Применяется также система коэффициентов $\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos\theta)$. Назначение коэффициентов $\gamma_n(\theta)$ будет пояснено ниже.

Зависимости коэффициентов разложения косинусоидального импульса тока ($\alpha_n(\theta)$, $\gamma_n(\theta)$ – коэффициенты А.И.Берга) приведены на рисунке 23.2.

Здесь же показан график отношения $g_1 \theta = \frac{\alpha_1 \theta}{\alpha_0 \theta}$, названного коэффициентом

формы тока, значение которого также зависит только от угла отсечки θ . Отрицательные значения коэффициентов α_n (например, α_3) для некоторых значений $90^\circ < \theta < 180^\circ$ указывают, что для этих углов отсечки $\varphi_n = \pi$.

С использованием коэффициентов $\alpha_n(\theta)$ и $\gamma_n(\theta)$ формула для $i_{\text{ВЫХ}}(\omega t)$ может быть представлена в виде ряда Фурье одним из двух вариантов:

$$i_{\text{ВЫХ}} = SU_{\text{С}}[\gamma_0(\theta) + \gamma_1(\theta)\cos\omega t + \gamma_2(\theta)\cos 2\omega t + \dots]$$

или

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}m}[\alpha_0(\theta) + \alpha_1(\theta)\cos\omega t + \alpha_2(\theta)\cos 2\omega t + \dots].$$

Отсюда следует, что если при анализе режима ЭП заданы исходные параметры $U_{\text{ВХ}}$ и S , то при расчетах должны быть использованы коэффициенты $\gamma_n(\theta)$; если же исходным параметром является амплитуда импульса тока $I_{\text{ВЫХ}m}$, то при расчетах используются коэффициенты $\alpha_n(\theta)$.

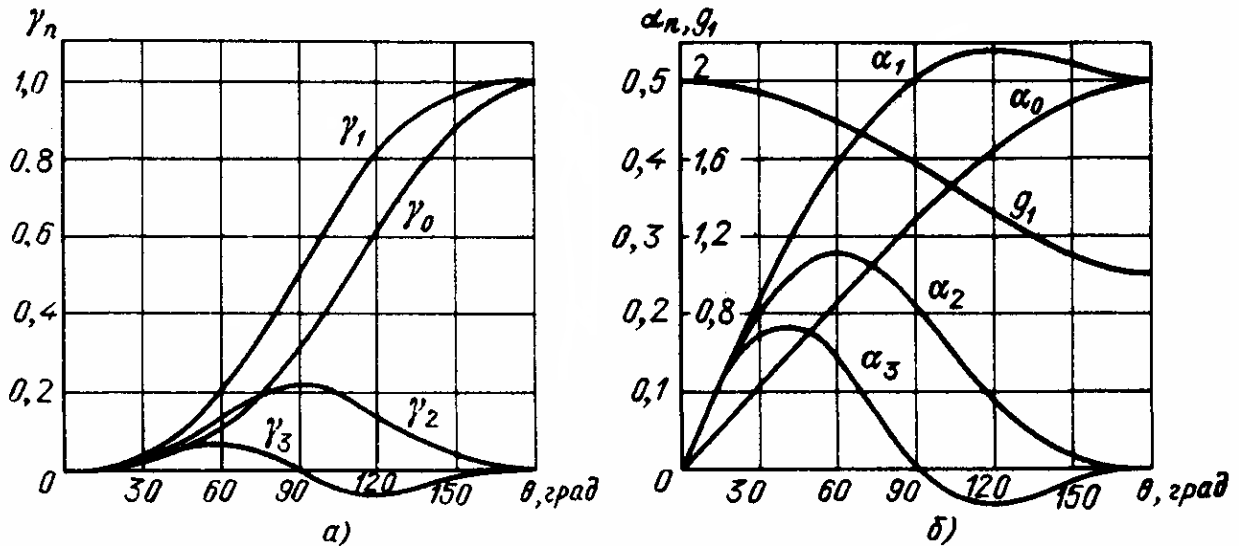


Рисунок 23.2 – Графики коэффициентов Берга

Коэффициенты $g_n(\theta)$, $\alpha_n(\theta)$, $\gamma_n(\theta)$ подробно табулированы и позволяют судить о гармоническом составе импульсов тока при различных θ . Графики на рисунке 23.2 показывают, что при одном из крайних значений $\theta = 180^\circ$ (колебания класса A) амплитуда первой гармоники равна постоянной составляющей ($I_{\text{ВЫХ1}} = I_{\text{ВЫХ0}}$), а амплитуды всех прочих гармоник $n = 2, 3, \dots$ равны нулю. Естественно, что для этого случая коэффициент формы $g_1(180^\circ) = 1$.

По мере уменьшения угла θ коэффициент α_0 монотонно убывает, тогда как коэффициент α_1 несколько возрастает, достигая максимума при $\theta = 123^\circ$, а затем при дальнейшем уменьшении θ спадает, но медленнее, чем коэффициент α_0 , что обуславливает монотонный рост коэффициента формы $\gamma_1(0)$. Коэффициенты α_n для высших составляющих тока в интервале $0 < \theta < 180^\circ$ имеют экстремумы, соответствующие значениям $\theta_{n\text{max}} = \frac{120^\circ}{n}$.

ВОПРОС №24. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Умножители частоты в передатчиках используют для повышения частоты колебаний в целое число раз. Основными характеристиками умножителей частоты являются: кратность умножения частоты; рабочая частота или диапазон рабочих частот; степень подавления входного сигнала и побочных частот; энергетические параметры (выходная мощность P_{Π} , коэффициент усиления по мощности K_p , КПД).

Умножители частоты можно разделить на два класса по типу используемых приборов:

1) умножители на нелинейных активных приборах (лампы, транзисторы); умножение частоты осуществляется за счет отсечки выходного тока (анодного, коллекторного, стокового);

2) умножители на нелинейных пассивных приборах (варикапы, варакторы); умножение частоты происходит за счет нелинейности емкости p - n -перехода.

Ламповые и транзисторные умножители частоты являются генераторами с внешним возбуждением и отличаются от «обычных» ГВВ только тем, что выходной контур умножителя настроен на n -ую гармонику частоты возбуждения ($n = 2; 3$). Более высокая кратность умножения почти не применяется из-за резкого снижения P_{Π} и КПД. Колебательные контуры умножителей должны иметь как можно более высокую рабочую добротность Q , чтобы снизить в выходном колебании напряжения с частотой возбуждения и других гармоник. Анализ работы ламповых и транзисторных умножителей и расчет параметров их режимов выполняются также, как и для ГВВ, работающих усилителями. Поскольку напряжение (или ток) возбуждения и напряжение на выходном контуре умножителя могут быть приняты гармоническими, то для получения наибольшей полезной мощности P_{Π} и КПД $\eta = \frac{P_{\Pi}}{P_0}$ следует поставить ЭП в граничный режим.

Электронный прибор в умножителе частоты обязательно работает с отсечкой выходного тока (классы B, C). Оптимальный угол отсечки $\theta_{\text{ОПТ}}$, при котором получаются максимальные значения P_n и I_{a_n} , равен углу отсечки, при котором $\alpha_n(\theta_{\text{ОПТ}})$ принимает также максимальное значение: $\theta_{\text{ОПТ}} = \frac{120^\circ}{n}$.

В современных диапазонных передатчиках для облегчения операций настройки применяют так называемые *широкодиапазонные неперестраиваемые умножители частоты*. В этих умножителях выбором режима работы ЭП и схемой их включения в каскаде добиваются того, чтобы в спектре выходного напряжения (или тока) каскада полностью отсутствовали (или были значительно ослаблены) составляющие с частотами $(n - 1)\omega$ и $(n + 1)\omega$. В иде-

альном случае желательно отсутствие всех составляющих, кроме полезной с частотой ω .

Примером такого умножителя является двухтактный удвоитель частоты (рисунок 24.1, а). Благодаря входному трансформатору Tr_1 с заземленной по радиочастоте средней точкой, транзисторы возбуждаются токами i'_B и i''_B с одинаковыми амплитудами и противоположными фазами. Коллекторные цепи транзисторов подключены к нагрузке параллельно. Напряжение смещения на базах транзисторов установлено равным $E_B = E'$, вследствие чего угол отсечки коллекторных токов $\theta = 90^\circ$.

На рисунке 24.1, б приведены эюры входного напряжения возбуждения $U_{ВХ}$, коллекторных токов i'_K , i''_K и напряжения на сопротивлении нагрузки U_H . При выбранной схеме удвоителя и режимах транзисторов выходное напряжение состоит из напряжений второй и последующих четных гармоник.

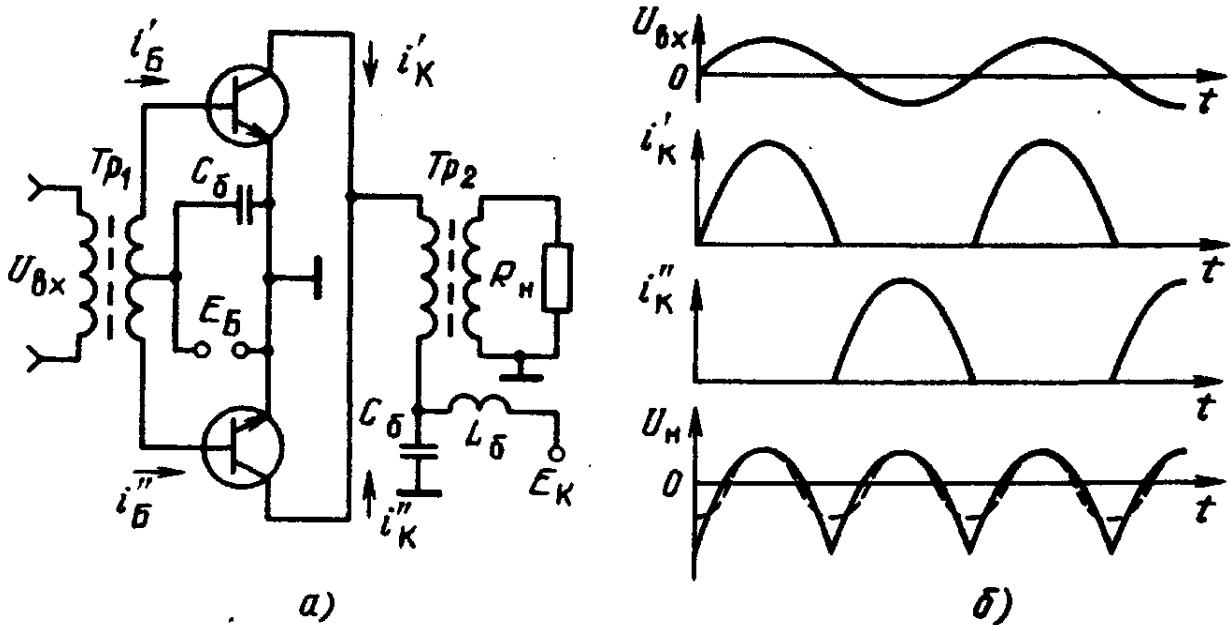


Рисунок 24.1 – Схема двухтактного удвоителя частоты

В удвоителях частоты описанного вида (см. рисунок 24.1, а) особенно полезно использование полевых транзисторов, у которых нижняя часть проходной характеристики $i_C = f(e_3)$ имеет довольно протяженный квадратичный участок, на котором крутизна S_3 пропорциональна мгновенному напряжению на затворе.

В современных передатчиках умножители частоты на транзисторах работают в диапазоне ниже 5...10 ГГц. В передатчиках более высокочастотных после окончательного транзисторного усилителя включают один или несколько умножителей частоты на специальных полупроводниковых диодах (варикапах или варакторах). Такие умножители частоты называются параметрическими. К этим умножителям предъявляются следующие требования: заданная

выходная мощность P_{Π} ; высокий КПД $\eta = \frac{P_{\Pi}}{P_{\text{ВХ}}}$ и заданный рабочий диапазон частот.

Структурная схема (рисунок 24.2) и принцип работы параметрического умножителя частоты следующие. Умножитель состоит из полосового фильтра Φ_1 с центральной частотой ω_0 , варикапа B , выходного полосового фильтра с центральной частотой $n\omega$. На вход фильтра Φ_1 от генератора Γ (или предварительного каскада) подаются колебания с частотой ω и мощностью $P_{\text{ВХ}}$. К выходу фильтра Φ_2 подключена нагрузка, на которой рассеивается выходная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$. Полосы пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 не перекрываются.



Рисунок 24.2 – Структурная схема умножителя частоты

На рисунке 24.3 приведены эквивалентные схемы умножителей частоты при параллельном и последовательном включении варикапа. В реальных параметрических умножителях, работающих в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), входные и выходные фильтры выполняются в виде волноводных или полосковых конструкций.

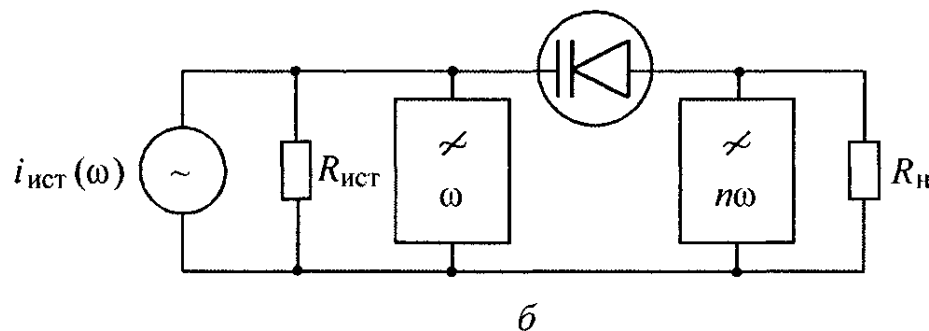
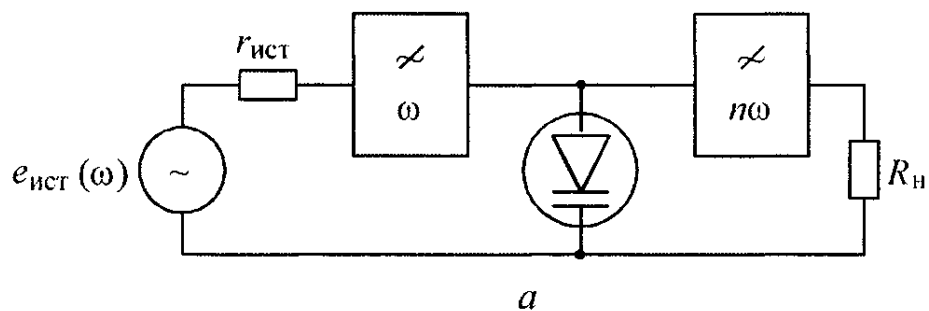


Рисунок 24.3 – Схемы умножителей частоты при параллельном (а) и последовательном (б) включении варикапа

В умножителе частоты параллельного типа фильтры представляют собой последовательные колебательные контуры, а в умножителе частоты по-

следовательного типа в качестве фильтров используются параллельные колебательные контуры.

В параллельной схеме умножитель частоты имеет сравнительно низкие значения $R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ}$, что затрудняет его согласование с нагрузкой и источником возбуждения. Диод в схеме может быть заземлен, что упрощает его охлаждение, поэтому схема применяется в мощных умножителях частоты при $n = 2 \dots 3$.

В последовательной схеме сопротивления $R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ}$ высоки, что является преимуществом. С ростом номера гармоники n величина коэффициента преобразования $K_{П}$ падает в меньшей степени, чем в умножителе частоты по параллельной схеме. Основное применение такой схемы – в диапазоне СВЧ при большом n , поэтому такая схема параметрического умножителя частоты находит наиболее широкое применение в современных радиосистемах.

ВОПРОС №25. ВОЗБУДИТЕЛИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Возбудитель колебаний современного радиопередатчика содержит синтезатор частот, в состав которого входит автогенератор, в котором вырабатываются высокостабильные колебания. В простейших радиопередатчиках синтезатор частот может отсутствовать. При этом возбудитель может содержать один или несколько высокостабильных автогенераторов. Рассмотрим работу автогенератора.

Пусть имеется колебательный контур, в который введено нелинейное сопротивление R (рисунок 25.1), а сам контур содержит емкость C , индуктивность L и имеет активное сопротивление потерь r . В соответствии с законами Кирхгофа можем записать для рассматриваемой цепи уравнение:

$$L \frac{dI}{dt} + U_R + rI + \frac{1}{C} \int Idt = 0,$$

где I – сила тока; U_R – падение напряжения на нелинейном сопротивлении.

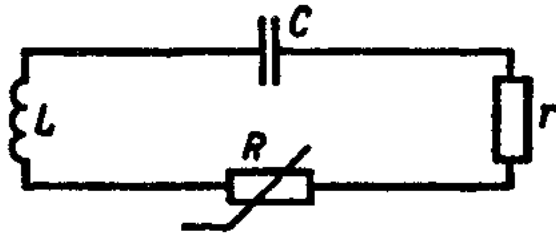


Рисунок 25.1 – Колебательный контур с нелинейным сопротивлением R

Продифференцируем выражение по времени и получим нелинейное дифференциальное уравнение относительно тока:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{dU_R}{dt dI} \frac{dI}{dt} + r \frac{dI}{dt} + \frac{I}{C} = 0.$$

Обозначив $\frac{dU_R}{dI} = R$; $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$, получим:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \left(\frac{R I + r}{L} \right) \frac{dI}{dt} + \omega_0^2 I = 0.$$

Введем обозначение $\frac{R I + r}{L} = 2\alpha_\Omega$ и тогда:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + 2\alpha_\Omega \frac{dI}{dt} + \omega_0^2 I = 0.$$

Пусть $\alpha_\Omega = \text{const}$, тогда получим решение уравнения в виде:

$$I = I_0 e^{-\alpha_\Omega t} \sin \omega t + \varphi_0,$$

где I_0 – начальное значение амплитуды колебаний, т.е. $I = I_0$ при $t = 0$; φ_0 – начальная фаза колебаний; $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha_\Omega^2$.

Получили гармоническое колебание, характер изменения которого существенно зависит от значения и знака коэффициента α_3 , называемого *коэффициентом затухания*. Если α_3 больше нуля, то приведенное выше выражение представляет собой запись затухающего колебательного процесса. Если α_3 – отрицательная величина, амплитуда колебаний в контуре с течением времени увеличивается по экспоненциальному закону, и колебания не затухают, а нарастают до установления стационарного режима:

Условие $\alpha_3 < 0$ выполняется тогда, когда $(r + R) < 0$, т.е. когда контур содержит элемент с отрицательным сопротивлением, абсолютное значение которого удовлетворяет условию $|R| > r$. Реально ни один линейный элемент не обладает отрицательным активным сопротивлением. Нелинейные элементы при определенных условиях могут иметь отрицательное дифференциальное сопротивление.

Автогенераторы различных типов могут быть представлены в виде единой эквивалентной схемы (рисунок 25.2).

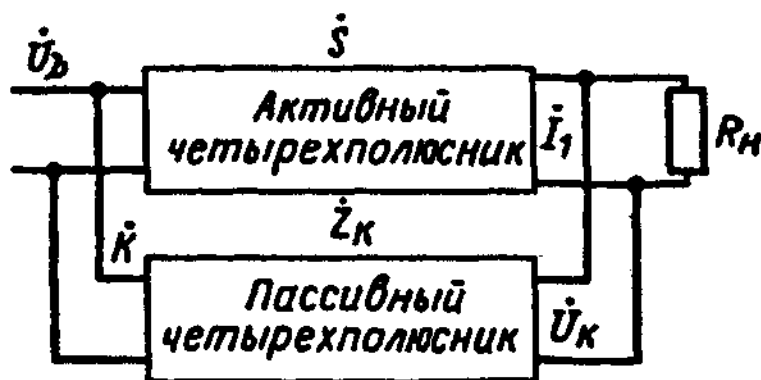


Рисунок 25.2 – Эквивалентная схема автогенератора

На рисунке 25.2 точки над буквами означают комплексные величины: \dot{U}_b – напряжение на входе четырехполюсника; \dot{U}_k – падение напряжения на пассивном четырехполюснике; \dot{S} – крутизна характеристики активного элемента; \dot{I}_1 – сила тока первой гармоники на выходе активного четырехполюсника; R_n – сопротивление нагрузки; \dot{K} – коэффициент обратной связи; \dot{Z}_k – эквивалентное сопротивление пассивного четырехполюсника.

Анализ эквивалентной схемы автогенератора позволяет утверждать, для его работы необходимо выполнения двух условий:

$$SKZ_k = 1; \quad \varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z = 2\pi n,$$

где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; S, K, Z_k – модули комплексных величин; φ_S – фаза средней крутизны активного четырехполюсника; φ_K – фаза коэффициента обратной связи; φ_Z – фаза эквивалентного сопротивления пассивного четырехполюсника.

Первое уравнение называется *уравнением баланса амплитуд*, а второе – *уравнением баланса фаз*. Данные уравнения справедливы для любого автоге-

нератора и являются необходимыми и достаточными условиями генерации автоколебаний.

Относительная нестабильность частоты колебаний автогенератора (АГ):

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f},$$

где Δf – абсолютная нестабильность частоты (величина отклонения частоты от нужного значения f).

Изменение амплитуды колебаний в автогенераторе мало влияет на сдвиги фаз в цепях автогенератора, поэтому частота колебаний определяется только балансом фаз.

Нарушение баланса фаз изменяет частоту так, что на новой частоте $\omega + \Delta\omega$ баланс фаз восстанавливается.

Стабильность работы автогенератора определяется его *фиксирующей способностью* $K_{\Phi} = \omega \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\omega}$.

Чем больше K_{Φ} , тем меньше изменяется частота колебаний при нарушении баланса фаз, т.е. тем выше стабильность частоты автогенератора. Фиксирующая способность автогенератора, прежде всего, определяется фиксирующей способностью колебательной системы. Фиксирующая способность контура $K_{\Phi} = 2Q$, где Q – добротность контура.

Все дестабилизирующие факторы можно разделить на две группы: *внутренние* и *внешние*.

К внутренним факторам относятся собственные флуктуационные шумы, действующие в автогенераторе и являющиеся принципиально неустранимыми. Эти шумы определяют тот предел стабильности частоты автогенератора, который не может быть превзойден.

К внешним факторам относятся колебания температуры окружающей среды, случайные колебания напряжения источников питания, вибрации и т.д. Эти факторы могут быть принципиально устранены или реально сведены к минимуму.

При воздействии всех дестабилизирующих факторов и принятии всех мер по устранению их влияния *общая нестабильность частоты в автогенераторах с колебательным контуром, выполненным на конденсаторах и катушках индуктивности, составляет значение порядка $(5...10) \cdot 10^{-5}$* . Однако это ниже допустимых норм.

Следовательно, электрические колебательные системы не могут обеспечить заданную степень стабильности частоты, поэтому нужно применять другие виды колебательных систем, например механические (кварцевые).

В типовых кварцевых резонаторах значения L составляют единицы генри (Гн), C – десятые или сотые доли пикофарад (пФ), сопротивление потерь r_q – единицы Ома (Ом). Поэтому *добротность кварцевых резонаторов составляет от сотен тысяч до нескольких миллионов, что обеспечивает их высо-*

кую фиксирующую способность. При этом изменения баланса фаз, если они не ведут к срыву автоколебаний, слабо влияют на частоту генерации.

Кварцевый генератор, т.е. автогенератор, в составе которого используют кварцевый резонатор, также испытывает воздействие дестабилизирующих факторов. Меры борьбы здесь такие же, т.е. термостатирование и герметизация.

Применение кварцевых резонаторов в АГ позволяет достаточно легко обеспечить относительную нестабильность частоты автоколебаний порядка $\pm 1 \cdot 10^{-5}$, а при использовании некоторых дополнительных мер, например термостатирования, нестабильность частоты может быть доведена до величины $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ и даже до $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ и выше.

ВОПРОС №26. СИНТЕЗАТОРЫ СЕТКИ ЧАСТОТ

Синтезатором частоты (СЧ) называется устройство, на выходе которого можно получить колебания любой заданной частоты из дискретного ряда в заданном диапазоне частот при соблюдении необходимых требований по стабильности вырабатываемых частот.

К основным характеристикам синтезаторов частоты относятся:

- рабочий диапазон $f_{0\min} + f_{0\max}$;
- шаг дискретности частот Δf , т.е. разность по частоте между двумя ближайшими частотами, вырабатываемыми СЧ;
- количество вырабатываемых частот $n = \frac{f_{0\max} - f_{0\min}}{\Delta f}$;
- относительная нестабильность частоты δf ;
- выходная мощность P ;
- неравномерность выходной мощности ΔP в диапазоне частот;
- коэффициент нелинейных искажений;
- уровень шумовых составляющих на выходе СЧ;
- уровень подавления побочных излучений D .

Для того чтобы сформировать на выходе любого СЧ одну частоту из дискретного ряда, нужно сначала из колебания эталона частоты получить необходимое число колебаний так называемых опорных частот (обычно берется 10 опорных частот), а затем, преобразуя соответствующим образом эти опорные частоты, синтезировать из них нужную выходную частоту из возможного набора.

Таким образом, любой СЧ можно представить состоящим из датчика опорных частот (ДОЧ) и устройства синтеза частот, т.е. собственно синтезатора (рисунок 26.1). ДОЧ обычно состоит из одного опорного (эталонного) кварцевого автогенератора и системы формирования опорных частот, которая, по существу, тоже является синтезатором частоты.

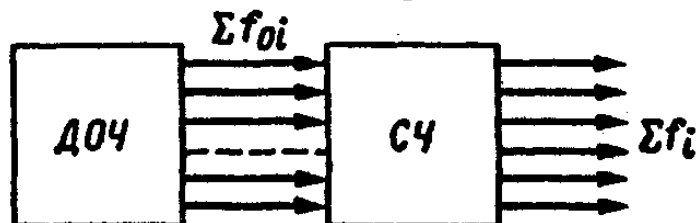


Рисунок 26.1 – Структурная схема синтезатора частоты

В любом СЧ выходная частота равна алгебраической сумме опорных частот. Основное различие в методах синтеза определяется способом фильтрации выходных колебаний от большого числа побочных (нежелательных) колебаний.

Если фильтрация выходных сигналов может осуществляться пассивными методами, т.е. путем применения различных фильтров, то такие синтезаторы называются *синтезаторами частоты с пассивной фильтрацией (СЧПФ)*.

Если фильтрация колебаний осуществляется активными методами, т.е. применением систем частотной и фазовой автоподстройки, в составе которых имеется автогенератор с плавной перестройкой частоты, то такие синтезаторы называются *синтезаторами частоты с активной фильтрацией (СЧАФ)*.

СЧПФ называют синтезаторами частоты прямого синтеза, а СЧАФ – синтезаторами частоты обратного синтеза.

СЧПФ являются наиболее простыми, исходя из возможных схем их построения. Однако в них возникают определенные сложности с обеспечением высокой степени отфильтровывания полезных частотных колебаний, поэтому эти синтезаторы применяют для получения сравнительно небольшого числа частот (до тысяч) и при невысоких требованиях к уровню подавления побочных составляющих.

СЧАФ обычно строят по схеме с умножением (делением) частоты. В состав синтезаторов входят перестраиваемые (управляемые) генераторы с системой автоподстройки частоты.

Принцип функционирования устройств косвенного синтеза частот можно рассмотреть на примере синтезатора частот радиостанции «Баклан» (рисунок 26.2). Выходные колебания формируются схемой с помощью управляемого генератора (УГ), диапазон перестройки которого при работе на передачу составляет 118.000...135.975 МГц, а при работе на прием, когда синтезатор выполняет роль гетеродина, – 138.000...155.975 МГц. Стабилизация частоты УГ осуществляется управляющим напряжением, получаемым с помощью импульсно-фазового детектора (ИФД). Для формирования управляющего напряжения к ИФД подводятся с одной стороны колебания от кварцевого опорного генератора, и с другой – от делителя частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) после деления частоты выходных колебаний УГ до значения 6.25 кГц, т.е. до частоты, равной частоте опорных колебаний, получаемых от кварцевого генератора. Управляющее напряжение на выходе ИФД равно нулю только при совпадении частот и фаз сигналов на его входе. При этих условиях частота УГ будет точно соответствовать номинальному значению, установленному на указателе настройки пульта дистанционного управления. Если частота УГ отклоняется от номинального значения, то появляется сдвиг частоты на выходе ДПКД от 6.25 кГц, и на выходе ИФД возникает управляющее напряжение, изменяющее частоту УГ, приводя ее к номинальному значению.

В цепи обратной связи между УГ и ИФД установлено два делителя частоты. Коэффициент деления первого из них постоянен и равен 8. Коэффициент деления второго ДЧ может изменяться под действием сигналов, поступающих с пульта дистанционного управления ПДУ, в пределах 2360...2719.5 с

интервалом 0.5. Это позволяет обеспечить формирование с помощью УГ любой из частот в диапазоне 118...135.975 МГц с дискретностью в 25 кГц.

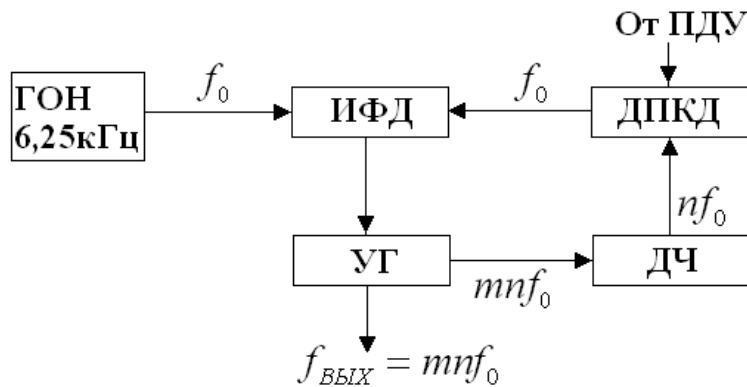


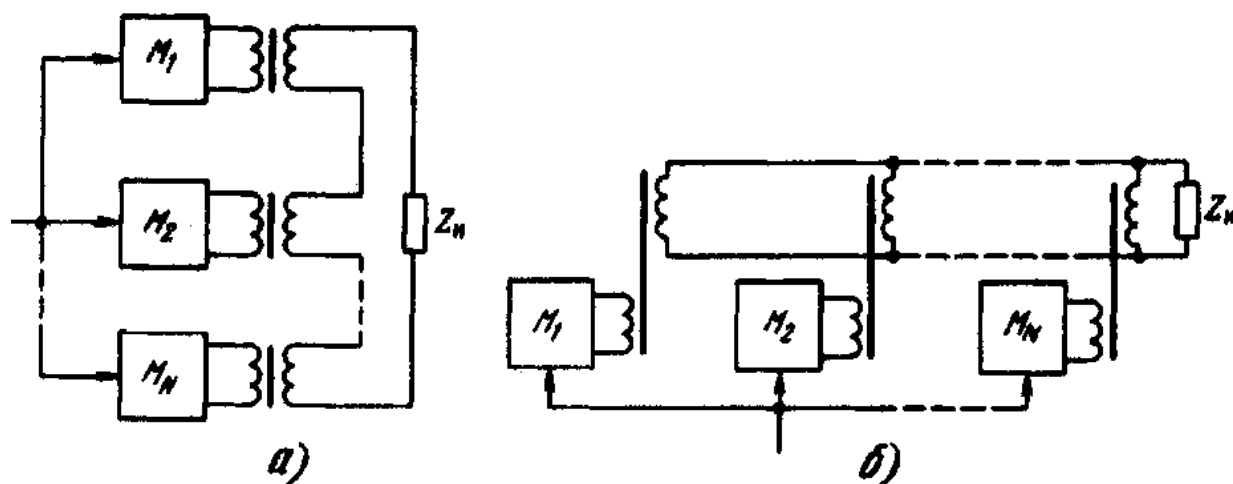
Рисунок 26.2 – Синтезатор частот радиостанции «Баклан»

Таким образом, схема косвенного синтеза обеспечивает кварцевую стабилизацию множества дискретных значений частот излучаемых колебаний с помощью одного кварцевого генератора.

ВОПРОС №27. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В ряде случаев требуется строить генераторы и передатчики таких больших мощностей, которые не могут быть получены от одной или небольшого числа существующих типов ламп или транзисторов.

Можно осуществлять сложение мощностей нескольких высокочастотных (ВЧ) генераторов, выполненных в виде идентичных модулей M_1, \dots, M_N и подключаемых параллельно, либо последовательно с помощью широкодиапазонных трансформаторов (рисунок 27.1) или резонансных цепей связи к общей нагрузке Z_H . Однако при таком суммировании требуются идентичность и синфазность работы отдельных генераторов и симметрия схемы.



a – последовательное; *б* – параллельное

Рисунок 27.1 – Блочно-модульное сложение мощностей

В современных радиопередающих устройствах различных диапазонов волн широкое применение получил метод сложения мощности с помощью мостовых схем. Каждый из генераторов работает независимо от других на оптимальную для него нагрузку, в то время как у остальных генераторов режим по ВЧ может меняться вплоть до короткого замыкания или холостого хода.

Принцип реализации мостовой схемы показан на рисунке 27.2. Два синфазных усилителя мощности Г1 и Г2 показаны в виде генераторов тока с двумя нагрузочными сопротивлениями: R_H – полезное и R_B – балластное. Фазовращающий трансформатор Т 1:1 имеет коэффициент трансформации, равный единице. Если $R_H = R_B = 2R$, то выполняется условие баланса моста.

Очевидно, что при $I_1 = I_2$ вся мощность поступает в полезную нагрузку R_H . В общем случае $I_1 \neq I_2$, и тогда наихудшим исходом будет выход из строя одного из усилителей, так как выделяемая в нагрузке мощность уменьшится в 4 раза, т.е. половина мощности второго работающего усилителя выделится в балластном сопротивлении. Поэтому при выключении одного из усилителей целесообразно, особенно в мощных устройствах, переключать второй усилитель

тель мощности (УМ) с моста сложения мощностей непосредственно на нагрузку с тем, чтобы избежать потери мощности в балластном сопротивлении. Обычно это удается сделать автоматически с помощью системы обхода моста.

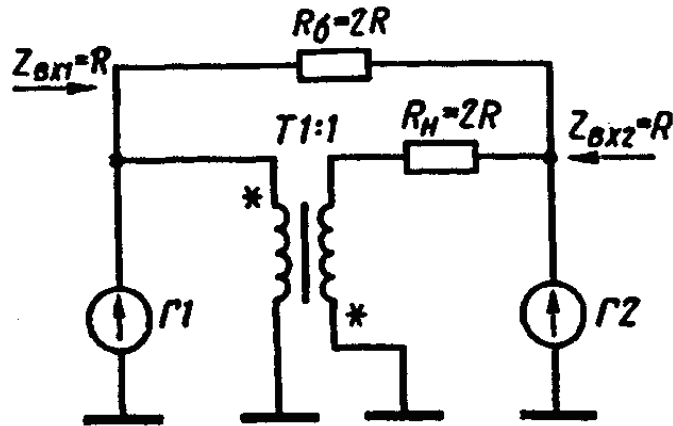


Рисунок 27.2 – Эквивалентные мостовые схемы сложения мощностей

Мостовая схема сложения не требует точного равенства и синфазности токов I_1 и I_2 , это является ее основным достоинством.

В диапазоне СВЧ мостовые схемы сложения мощностей выполняют на резонансных отрезках линий различного вида – волноводных, коаксиальных, полосковых и др.

Определенное число идентичных и одинаково ориентированных излучателей – электрических и щелевых вибраторов, рупорных, диэлектрических, спиральных и других типов антенн – составляют многоэлементную антенную решетку. Управление диаграммой направленности такой антенной решетки осуществляется путем изменения фаз сигналов, подводимых к отдельным излучателям. Мощность сигнала, излучаемая фазированной антенной решеткой (ФАР) в телесном угле главного лепестка диаграммы направленности, равна сумме мощностей всех генераторов, возбуждающих отдельные излучатели, за вычетом излучения по боковым лепесткам. Рассмотрим линейную ФАР, у которой излучатели располагаются вдоль прямой линии (рисунок 27.3, а).

Ко всем излучателям подводятся сигналы одинаковой структуры, равной амплитуды, но с разными начальными фазами. Пусть разность начальных фаз сигналов между двумя соседними излучателями есть $\Delta\varphi$ (дискрет фазы). При этом к i -ому излучателю подводится сигнал, сдвинутый по фазе относительно первого на $\varphi_i = i\Delta\varphi$ (рисунок 27.3, б).

В результате от этих излучателей возникает разность хода лучей:

$$L_i = i \cdot b \cdot \sin \theta_0, \quad (27.1)$$

где b – расстояние между двумя соседними излучателями; θ_0 – угол, отсчитываемый от нормали к решетке и определяющий направление главного лепестка диаграммы направленности (рисунок 27.3, б).

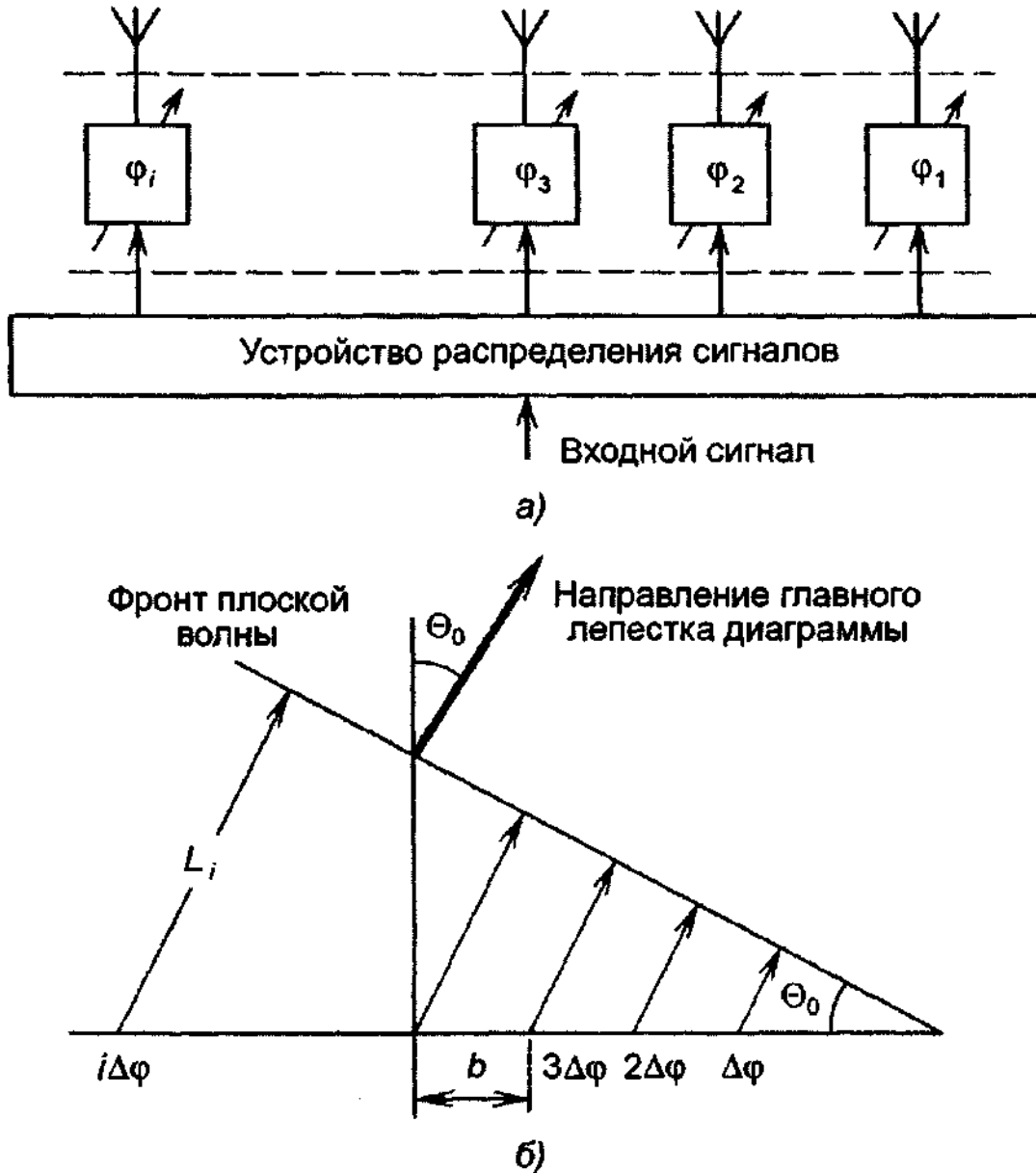


Рисунок 27.3 – Линейная фазированная решетка

Угол θ_0 определяется из условия компенсации разности хода лучей за счет разности фаз сигналов, подводимых к излучателям. С учетом (27.1) запишем:

$$\frac{2\pi}{\lambda}L - \varphi_i = 0 \quad \text{или} \quad \frac{2\pi}{\lambda} \cdot i \cdot b \cdot \sin \theta_0 - i\Delta\varphi = 0.$$

Из последнего равенства для угла главного лепестка диаграммы направленности (рисунок 27.3, б) получим:

$$\theta_0 = \arcsin \frac{\Delta\varphi\lambda}{2\pi b}. \quad (27.2)$$

Согласно (27.2), управляя величиной дискрета фазы $\Delta\varphi$, можно изменить направление главного лепестка диаграммы направленности θ_0 , т.е. производить электронное сканирование лучом антенны. Диаграмма направленности (ДН) ФАР при N излучателях определяется выражением:

$$E(\theta) = \frac{\sin 0.5N\beta}{\sin 0.5\beta}, \quad (27.3)$$

где $\beta = \frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta - \sin\theta_0$.

ДН ФАР, построенная при $N = 16$ и $\theta_0 = 0$, показана на рисунке 27.4.

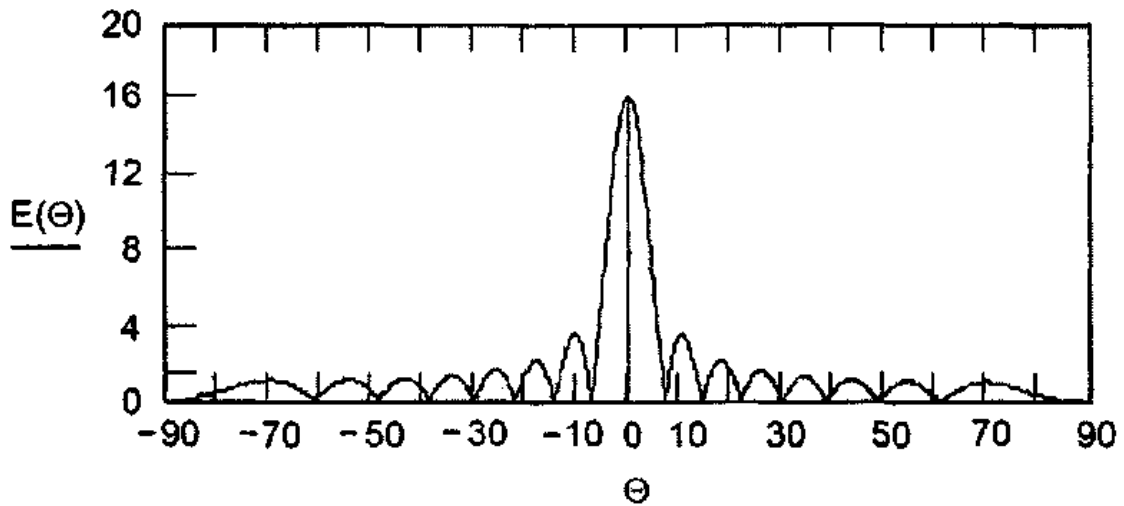


Рисунок 27.4 – ДН плоской ФАР при $N = 16$ и $\theta_0 = 0$

ВОПРОС №28. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Пусть передаваемый сигнал $S(t)$ представляет собой гармоническое колебание низкой частоты Ω . При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда тока высокой частоты должна изменяться в соответствие с этим сигналом, т.е. для тока высокой частоты можем записать:

$$i(t) = (I_H + I_M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = I_H (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

где I_H – амплитуда несущего колебания; I_M – амплитуда модулирующего сигнала; $m = I_M / I_H$ – коэффициент модуляции.

Так как при АМ меняется энергетический параметр – амплитуда, то рассматриваются различные определения понятия *мощность модулированного сигнала*.

Модулированный сигнал характеризуется следующими понятиями средней мощности:

- *средняя мощность за период ВЧ при отсутствии модуляции*, называется мощностью в режиме несущей частоты или в режиме молчания:

$$P_H = \frac{1}{T} \int_0^T I_H^2 \cos^2 \omega_0 t R_H dt = \frac{1}{2T} I_H^2 R_H \int_0^T 1 + \cos 2\omega_0 t dt = \frac{1}{2} I_H^2 R_H,$$

где T – период ВЧ-колебаний; R_H – некоторое сопротивление нагрузки, на которой выделяется мощность молчания;

- *средняя мощность за период ВЧ во время модуляции*, достигающая максимального P_{\max} и минимального P_{\min} значений при $I_{\max} = I_H(1 + m)$; $I_{\min} = I_H(1 - m)$, т.е.:

$$\begin{aligned} P_{\max} &= P_H(1 + m)^2; \\ P_{\min} &= P_H(1 - m)^2; \end{aligned}$$

- *средняя мощность за период НЧ*, которую иногда называют телефонной, или тепловой:

$$P_{CP} = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} I_H^2 R_H (1 + m \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_0 t dt = P_H \left(1 + \frac{m^2}{2} \right),$$

где T_Ω – период НЧ-колебаний.

Мощность молчания P_H определяет паспортное значение мощности радиопередатчика при АМ.

Мощность P_{\max} определяет максимальные перегрузки электронных приборов передатчика в процессе модуляции.

Мощность P_{CP} характеризует тепловой режим электронных приборов передатчика в процессе модуляции, и именно ее учитывают при выборе типов электронных приборов.

Амплитудная модуляция осуществляется в основном в радиосвязных передатчиках гражданской авиации (ГА) в диапазоне УКВ и применяется как

запасной вариант в диапазоне КВ. При этом бортовые радиопередающие устройства выполняют полностью на транзисторах, а в наземных передатчиках мощные выходные каскады выполняют на электронных лампах. Тем не менее, современная тенденция такова, что и в наземных передатчиках уже можно полностью устранить применение электронных ламп.

Способы осуществления АМ в транзисторных передатчиках разделяют на *простые (одинарные)*, к которым относятся базовая и эмиттерная модуляции смещения, базовая и эмиттерная модуляции возбуждения; *одинарную коллекторную модуляцию* и *комбинированную коллекторную модуляцию* вследствие одновременного принудительного или автоматического изменения двух или трех напряжений, питающих транзистор.

Комбинированная модуляция обеспечивает более высокие энергетические показатели передатчика и лучший тепловой режим модулируемых каскадов.

В транзисторном каскаде модуляция амплитуды колебаний осуществляется изменением режима работы каскада, что приводит к изменению входной и выходной емкостей транзистора, а это, в свою очередь, – к расстройке колебательной системы УМ и, соответственно, появлению паразитных амплитудной и фазовой модуляции. Для ослабления этого нежелательного явления применяют неполное включение колебательной системы.

Из-за низких энергетических показателей базовую и эмиттерную модуляции в современных радиопередатчиках не применяют. Коллекторная модуляция осуществляется в перенапряженном режиме.

Мгновенное значение напряжения на коллекторе транзистора (рисунок 28.1):

$$e_K = E_{K.H} + U_{K\Omega} \cos \Omega t + U_{K\omega} \cos \omega t,$$

где $E_{K.H}$ – напряжение питания на коллекторе в режиме несущей; $U_{K\Omega}$, $U_{K\omega}$ – амплитуды напряжения сигналов, соответственно, НЧ и ВЧ на коллекторе.

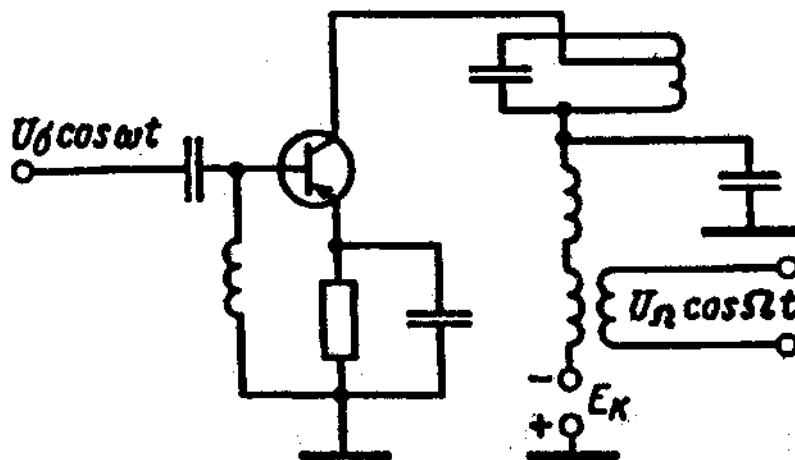


Рисунок 28.1 – Пример коллекторной модуляции в усилителе мощности

Пиковая точка на статической модуляционной характеристике (режим максимальной мощности) соответствует критическому или слабо перенапря-

женному режиму работы транзисторного УМ. Напомним, что статическими модуляционными характеристиками (СМХ) называются зависимости первой гармоники коллекторного тока I_K или тока в антенне I_A от изменяемого в процессе модуляции напряжения, но *сигнал модуляции при этом не подается, поэтому характеристика называется статической*.

В процессе модуляции напряжение на коллекторе во избежание электрического пробоя должно удовлетворять условию:

$$|E_{КТ}| + U_{K\Omega} + U_{K\omega} \leq e_{к.доп},$$

где $e_{к.доп}$ – допустимое действующее значение напряжения на коллекторе.

Из приведенного условия определяют величину $E_{КТ}$. При глубокой модуляции $E_{КТ}$ снижают в два раза по сравнению с $e_{к.доп}$, что приводит к снижению мощности в режиме несущей в 2...3 раза.

При коллекторной модуляции заметное влияние оказывает нелинейная зависимость емкостей переходов (эмиттерного и коллекторного) от модулирующего напряжения, приводящая к расстройству выходного контура и нелинейным искажениям.

Кроме того, через емкость $C_{КБ}$ осуществляется непосредственная связь между коллекторной и базовой цепями, что приводит к невозможности осуществления модуляции с глубиной 100%, так как ток в контуре не равен нулю при $I_{К1} = 0$.

Улучшить качество модуляции и повысить энергетические показатели передатчика при коллекторной модуляции можно, дополнив ее автоматической модуляцией базовым смещением или базовой модуляцией возбуждением. Такие способы модуляции называются комбинированными.

Одна из схем двойной коллекторной модуляции приведена на рисунке 28.2. В этой схеме модулирующее напряжение вводится одновременно в цепь коллектора и в цепь базы.

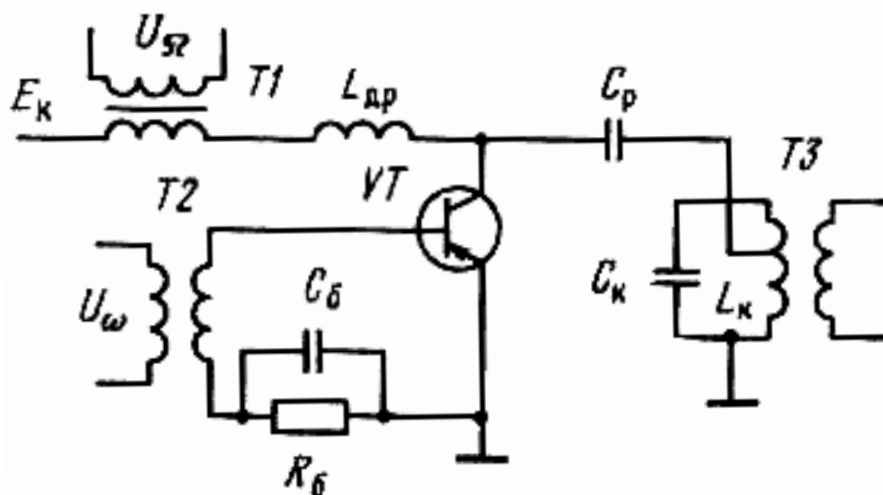


Рисунок 28.2 – Комбинированная модуляция

В цепь коллектора модулирующее напряжение вводится от модулятора с помощью модуляционного трансформатора $T1$. В цепи базы модулирующее

напряжение создается автоматически на цепочке базового автосмещения $R_B C_B$. Это достигается выбором емкости конденсатора C_B такого значения, при котором сопротивление его для токов модулирующей частоты оказывается большим.

Основной модуляцией является коллекторная, а базовая – внутренней. При двойной коллекторной модуляции режим работы генератора остается перенапряженным. Но степень напряженности режима значительно снижается за счет автоматически создаваемой модуляции базовым смещением. В результате существенно уменьшается ток базы, что ведет к устранению недостатков одинарной коллекторной модуляции.

В транзисторных передатчиках применяют многокаскадную (двойную или тройную) комбинированную коллекторную модуляцию.

ВОПРОС №29. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В настоящее время угловая (частотная и фазовая) модуляция получила широкое распространение.

В частности, *частотная модуляция* используется для радиовещания на УКВ, звукового сопровождения телевидения, для связи в аэропортах с подвижными объектами и радиорелейной связи, в доплеровских измерителях скорости и угла сноса, в радиовысотомерах малых высот.

Фазовая модуляция используется в радионавигации и радиосвязи, а также как промежуточный вид модуляции при косвенном методе формирования частотной модуляции (ЧМ).

Достоинством угловой модуляции является то, что при ней все каскады радиопередатчика могут работать в энергетически выгодных граничном или слабо перенапряженном режиме.

Частотную и фазовую модуляции можно осуществлять путем воздействия передаваемого сообщения на полную фазу $\Phi(t)$ ВЧ-сигнала:

$$I(t) = I \cdot \cos\Phi(t),$$

где $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$.

Известно, что мгновенная частота ВЧ-сигнала и его полная фаза связаны интегродифференциальными соотношениями:

$$\Phi(t) = \int \omega(t) dt; \quad \omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}.$$

Отсюда следует, что любому закону изменения фазы можно найти эквивалентный закон изменения частоты, и наоборот.

Рассмотрим фазовую модуляцию (ФМ) при гармоническом модулирующем сигнале. Имеем:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin\Omega t,$$

где $\Delta\varphi = K_{\text{ФМ}} U_m$ – максимальное отклонение фазы модулируемого сигнала от ее среднего значения φ_0 , называемое индексом фазовой модуляции; $K_{\text{ФМ}}$ – коэффициент пропорциональности, определяющий крутизну характеристики фазового модулятора; U_m – амплитуда модулирующего напряжения.

Как видно, индекс ФМ пропорционален амплитуде U_m модулирующего сигнала и не зависит от его частоты Ω .

Выражение для модулированного сигнала:

$$I(t) = I \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin\Omega t + \varphi_0).$$

При этом мгновенная частота сигнала:

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega \cos\Omega t,$$

где $\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi$ – девиация частоты, т.е. отклонение частоты от ее среднего значения в процессе модуляции.

Зависимость $\Delta\omega$ и, следовательно, полосы занимаемых частот при ФМ от частоты модулирующего сигнала является одним из недостатков ФМ.

При ЧМ изменяют частоту сигнала относительно ее среднего значения:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos\Omega t,$$

где $\Delta\omega = K_{\text{ЧМ}}U_m$ – девиация частоты; $K_{\text{ЧМ}}$ – коэффициент пропорциональности, определяющий крутизну характеристики частотного модулятора.

В данном случае девиация частоты при ЧМ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала U_m и не зависит от его частоты Ω . Выражение для полной фазы при ЧМ:

$$\Phi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin\Omega t + \varphi_0,$$

где $m_{\text{ч}} = \Delta\omega/\Omega$; φ_0 – начальная фаза.

Следовательно, индекс ЧМ в отличие от индекса ФМ, который иногда обозначают как $m_{\text{Ф}}$, зависит от частоты модулирующего сигнала.

Фазовая модуляция может быть преобразована в частотную подачей модулирующего сигнала на вход фазового модулятора через интегратор, например, через RC -цепь (рисунок 29.1) с постоянной времени, удовлетворяющей условию $RC \gg 1/\Omega$.

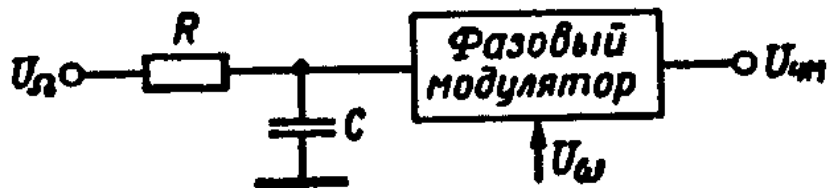


Рисунок 29.1 – Преобразование сигнала с ФМ в сигнал с ЧМ

Аналогичным образом преобразование ЧМ в ФМ может быть осуществлено с использованием дифференцирующей RC -цепи.

Методы получения ЧМ подразделяют на два вида: *прямой* и *косвенный*.

При прямом методе под воздействием модулирующего сигнала изменяется управляемая реактивность, подключенная к колебательной системе автогенератора передатчика. Изменение значений управляемой реактивности влечет за собой изменение частоты АГ в зависимости от модулирующего сигнала. В этом случае возможно получение глубокой частотной модуляции с произвольным индексом частотной модуляции $m_{\text{ч}}$. Однако этот метод обладает и существенным недостатком, связанным со снижением стабильности средней частоты f_0 автогенератора вследствие дестабилизирующего действия управляемой реактивности. Для повышения стабильности f_0 применяют фазовую автоподстройку частоты или частотную автоподстройку, производя сравнение средней частоты управляемого АГ с частотой эталонного кварцевого автогенератора.

При косвенном методе фазовая модуляция преобразуется в частотную. Поскольку ФМ осуществляется в УМ, сохраняется высокая стабильность средней частоты f_0 , определяемая стабильностью кварцевого АГ. Недостатком

метода является трудность получения большого индекса ФМ и соответственно большой девиации частоты.

Роль управляемой реактивности, подключаемой к контуру АГ, играет обычно варикап. Типовая схема частотного модулятора с варикапом и его эквивалентная схема представлены на рисунке 29.2, а, б.

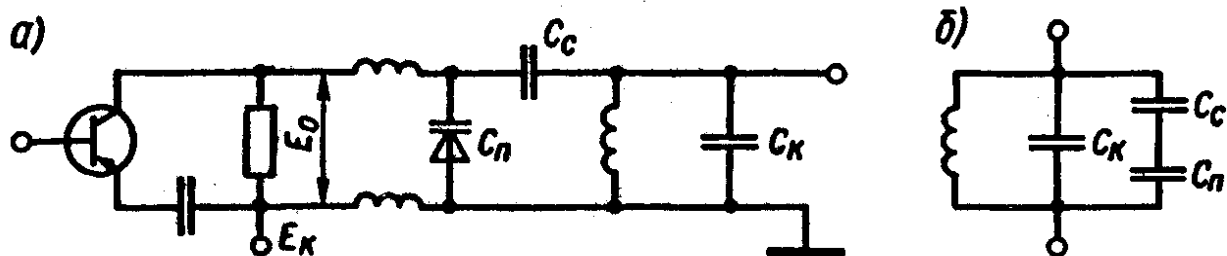


Рисунок 29.2 – Схема реализации прямого метода получения ЧМ

Емкость варикапа при гармоническом модулирующем сигнале изменяется по закону:

$$C_{\text{п}} = \frac{C_0}{1 + m \sin \omega t}^{\gamma},$$

где C_0 – емкость варикапа в отсутствии модулирующего сигнала; $m = U_{\Omega}/E_0$ – глубина модуляции; γ – коэффициент, отражающий технологию изготовления варикапа, равный 1/2 для сплавного и 1/3 для диффузионного варикапов.

Анализ работы прямого метода получения ЧМ приводит к следующим результатам.

1. Результаты расчета значений коэффициента нелинейных искажений (КНИ) при $\gamma = 1/2$ и $\gamma = 1/3$ для значений $m = 1$ и $m = 0.4$ показали, что в ЧМ передатчиках в модуляторах следует применять варикапы с $\gamma = 1/2$, так как в этом случае КНИ существенно ниже. Для приемлемого значения КНИ необходимо выбирать не слишком глубокую модуляцию, т.е. $m < 0.5$.

2. Амплитуда ВЧ-сигнала, прикладываемого к варикапу, связана с амплитудой ВЧ-сигнала на контуре автогенератора $U_{\text{к}}$ и должна удовлетворять условию: $U_{\omega} \ll U_{\Omega} = m \cdot E_0$. Кроме того, должно выполняться условие:

$$E_0(m + 1) < U_{\text{доп}},$$

где $U_{\text{доп}}$ – допустимое напряжение, прикладываемое к варикапу.

3. С увеличением глубины модуляции m увеличивается девиация частоты по первой гармонике $\Delta\omega_1$ (положительный эффект), однако при этом возрастает смещение средней частоты $\Delta\omega_0$ (отрицательный эффект) и возрастает КНИ. Из компромиссных соображений обычно принимается $m \leq 0.5$.

Частотная модуляция может использоваться и для кварцевого автогенератора при небольшой девиации частоты (2...3 кГц на частотах 10...20 МГц). Основное достоинство метода – высокая стабильность средней частоты модулированного сигнала. В качестве модулятора применяется варикап (рисунок 29.3).

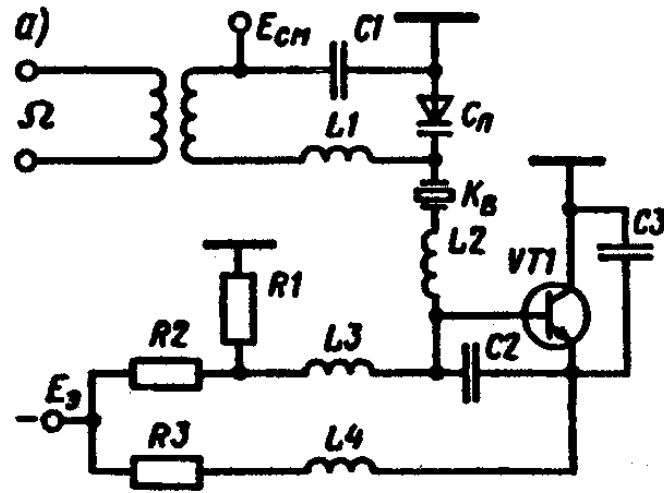


Рисунок 29.3 – Прямой метод получения ЧМ на кварцевом АГ

ВОПРОС №30. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Однополосную модуляцию (ОМ) используют в связных радиостанциях. ОМ является особым видом амплитудной модуляции.

Остановимся на преимуществах ОМ по отношению к АМ.

При АМ несущая частота не содержит информации о передаваемом сообщении, а эта информация находится в боковых полосах частот. Средняя мощность всего сигнала и средняя мощность колебаний боковых частот при АМ (при $m=1$) равны:

$$P_{\text{CP } m=1} = \frac{3}{2} P_{\text{H}}; \quad P_{\text{CP.БОК } m=1} = \frac{1}{2} P_{\text{H}}.$$

Из приведенных соотношений следует, что мощность колебаний, несущих полезную информацию, не превышает 1/2 от общей мощности.

Для более полного использования мощности, отдаваемой электронным прибором, при ОМ несущую частоту исключают из спектра АМ-сигнала. Кроме того, осуществляется подавление одной боковой полосы, вследствие чего достигается выигрыш в 4 раза в использовании по мощности электронного прибора. Уменьшение вдвое полосы частот сигнала позволяет вдвое повысить отношение сигнал/помеха (по мощности), что эквивалентно двукратному выигрышу в использовании по мощности электронного прибора. Наконец, при ОМ уменьшаются искажения передаваемого сигнала из-за имеющего место в ДКМВ-диапазоне избирательного (по частоте) замирания сигнала. Уменьшение искажений эквивалентно дополнительному двукратному выигрышу по мощности. Таким образом, *суммарный теоретический выигрыш составляет 8...16 раз.*

К недостаткам ОМ относятся необходимость обеспечения высокой стабильности частот передатчика и гетеродина приемника. Для того чтобы при детектировании выделялся неискаженный модулирующий сигнал, *в приемном устройстве необходимо восстановление несущего колебания*, что обеспечивается с помощью дополнительного гетеродина. При этом для обеспечения требуемой разборчивости речи частота гетеродина не должна отличаться от частоты подавленной несущей более чем на 50...100 Гц, что для верхней границы ДКМВ-диапазона соответствует допустимой нестабильности частоты:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{50...100}{30 \cdot 10^6} \approx 1.7...3.3 \cdot 10^{-6}.$$

Однополосный сигнал формируется из АМ-колебания путем подавления (полного или частичного) несущей частоты и одной боковой полосы.

Допустим, что передача производится на частоте 25 МГц с полосой модулирующих частот 300...3000 Гц. Спектральная картина для этого случая

имеет вид, представленный на рисунке 30.1. Несущая обычно подавляется с помощью балансного модулятора.

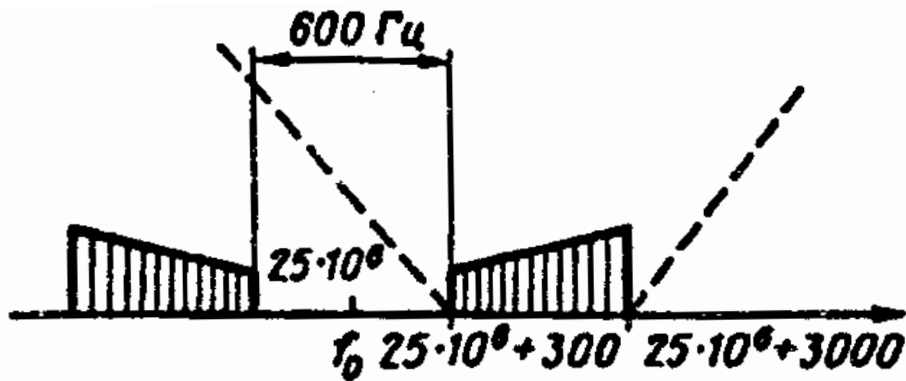


Рисунок 30.1 – Принцип осуществления однополосной модуляции

При выделении одной из боковых полос с помощью фильтра, например верхней, к фильтру предъявляется требование по значению затухания на границе другой боковой полосы, т.е. нижней. Во избежание создания помех соседним каналам затухание должно быть не менее 40...60 дБ, что соответствует крутизне ската частотной характеристики фильтра:

$$S_{\phi} \geq \frac{40...60}{600} = 0.066...0.1 \frac{\text{дБ}}{\text{Гц}}.$$

Принято характеризовать крутизну ската частотной характеристики фильтра относительно процентного изменения частоты, т.е.:

$$S'_{\phi} \geq \frac{D}{\sigma\%},$$

где $S'_{\phi} \geq \frac{D}{2F_{\min}}$; $\sigma\% = \frac{2F_{\min}}{f_0} \cdot 100$; D – уровень подавления боковой полосы, дБ;

F_{\min} – минимальная модулирующая частота, Гц; f_0 – несущая частота, Гц.

Для приведенных значений можно вычислить:

$$\sigma\% = \frac{600}{25 \cdot 10^6} \cdot 100 = 0.0024\%; \quad S'_{\phi} \geq \frac{40...60}{0.0024} = 1.67...2.5 \cdot 10^4 \frac{\text{дБ}}{\%}.$$

Реализация фильтров с такой крутизной ската в ДКМВ-диапазоне не представляется возможной. Например, кварцевые и электромеханические фильтры имеют крутизну ската не более 1000 дБ/%.

Из сказанного следует, что применением обычных (даже очень высококачественных) фильтров убрать одну боковую полосу в АМ-сигнале для формирования ОМ-сигнала невозможно. На практике получили применение два метода формирования ОМ-сигналов – *фильтровый и фазоразностный* (рисунок 30.2).

Сущность фильтрового метода заключается в следующем. Боковые полосы частот искусственно смещают с помощью дополнительной модуляции на поднесущих частотах (рисунок 30.2, а). В первом балансном модуляторе БМ₁ напряжение звуковых частот модулирует колебание частоты f_1 (первой

поднесущей). При этом частота f_1 выбирается таким образом, чтобы отношение $\frac{2F_{\min}}{f_1} \cdot 100$ составляло единицы процента. В этом случае нерабочая боковая полоса (в нашем примере – нижняя) может быть отфильтрована фильтром Φ_1 . В качестве модулирующего сигнала на БМ₂ поступает сигнал с частотами $f_1 + \Sigma F$. При этом вторая поднесущая частота f_2 выбирается из условия $f_2 \gg f_1$. В результате боковые полосы частот $f_2 + (f_1 + \Sigma F)$ и $f_2 - (f_1 + \Sigma F)$ оказываются разнесенными друг относительно друга сильнее, чем боковые полосы частот на выходе БМ₁, что повышает эффективность фильтрации нерабочей боковой полосы фильтром Φ_2 . При использовании кварцевых фильтров первая поднесущая обычно принимается равной 100 кГц (как показано на рисунке 30.1, а). При использовании электромеханических фильтров первая поднесущая может быть повышена до 200...500 кГц с уменьшением числа ступеней преобразования.

В последующих ступенях преобразования вследствие понижения требований к фильтрации возможно использование многосвязных LC-фильтров. Фильтровой метод находит наиболее широкое применение в современных радиопередатчиках.

Другим методом, применяемым на практике, является фазоразностный (или фазокомпенсационный) метод, при котором формирование однополосного сигнала осуществляется подбором фазовых соотношений колебаний в спектре АМ-сигнала, обеспечивающих подавление несущей и одной из боковых полос (рисунок 30.2, б).

Другим методом, применяемым на практике, является фазоразностный (или фазокомпенсационный) метод, при котором формирование однополосного сигнала осуществляется подбором фазовых соотношений колебаний в спектре АМ-сигнала, обеспечивающих подавление несущей и одной из боковых полос (рисунок 30.2, б).

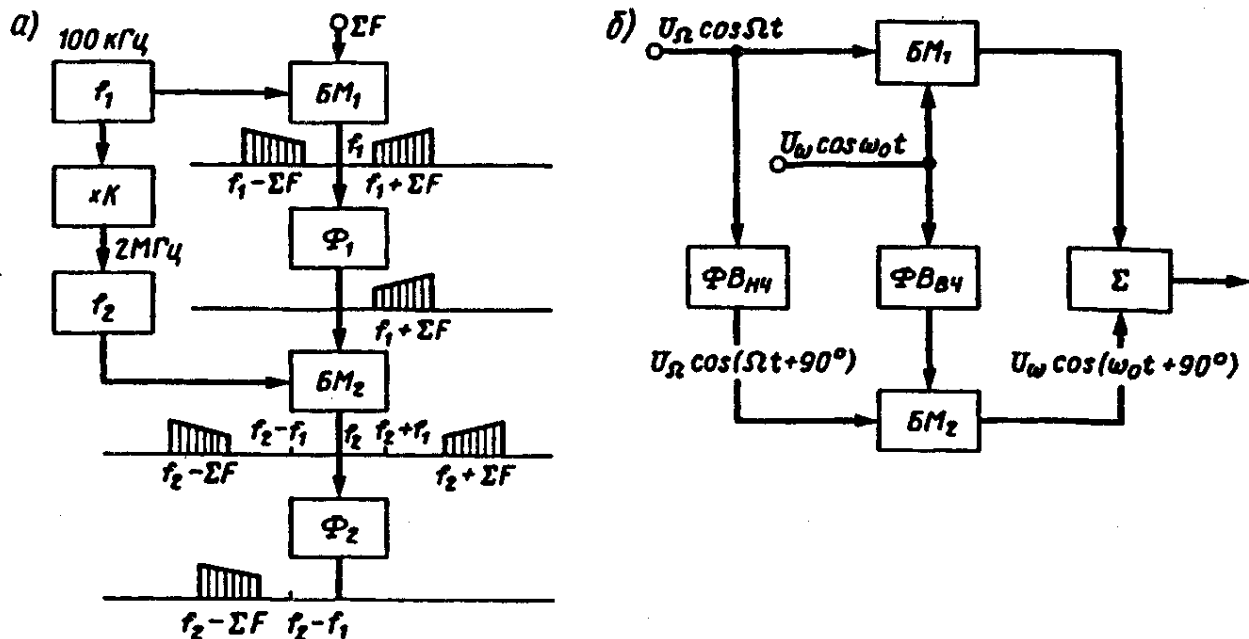


Рисунок 30.2 – Фильтровый (а) и фазоразностный (б) методы формирования однополосного сигнала

Требуемые фазовые соотношения обеспечиваются фазовращателями на $\pi/2$ по высокой ФВ_{ВЧ} и низкой ФВ_{НЧ} частотам. На два балансных модулятора

подаются сигналы без фазовых сдвигов $БМ_1$ и с фазовыми сдвигами на $\pi/2$ – $БМ_2$. При этом сигнал на выходе сумматора Σ становится однополосным.

Недостатками рассматриваемого метода формирования однополосного сигнала являются высокие требования по точности обеспечения фазовых сдвигов порядка 1% и амплитудной симметрии каналов (приблизительно 0.5%).

К дополнительным особенностям построения радиопередатчиков с ОМ следует отнести и построение усилительных каскадов ОМ-сигнала. Усилитель должен обеспечивать малый уровень искажений в полосе частот и обеспечивать высокий КПД.

ВОПРОС №31. ГЕНЕРАТОРЫ ДИАПАЗОНА СВЧ

В понятие «радиопередатчик диапазона сверхвысоких частот» обычно вкладывают основы построения радиопередатчиков метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

При изучении различных устройств в метровом диапазоне и в диапазонах более коротких длин волн следует учитывать две основные особенности:

- электромагнитные колебательные системы, применяемые при более низких радиочастотах, в диапазоне более коротких волн становятся неработоспособными и заменяются колебательными системами иных типов;
- период колебаний становится сравнимым со временем пробега электронов внутри электронного прибора.

Отсюда основным типом колебательных систем в генераторах СВЧ являются *замкнутые вибраторы*, называемые еще *полыми резонаторами*, во внутренней полости которых развиваются колебательные электромагнитные поля. Для настройки вибратора на заданную длину волны применяют короткозамкнутые поршни. Возможны следующие способы связи с полыми резонаторами: магнитная – при помощи витков, электрическая – при помощи электродов, дифракционная – при помощи отверстий.

В метровом и дециметровом диапазоне волн применяются усилители мощности и генераторы на металлокерамических лампах, характерной особенностью которых является применение керамики вместо стекла, дисковых выводов вместо проволочных. Включают такие лампы непосредственно в коаксиальные колебательные системы.

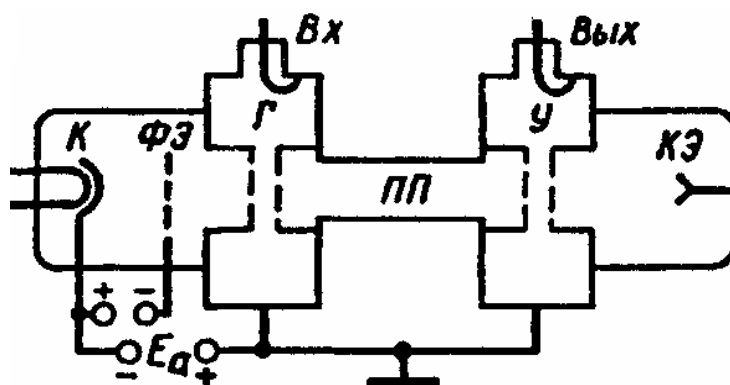
Металлокерамические лампы используют во многих авиационных радиоустройствах метрового и дециметрового диапазонов волн. К таким устройствам относятся *самолетные дальномеры, передатчики радиосистем ближней навигации, радиомаяки, бортовые ответчики и т.д.*

Дальнейшее укорочение длины волны вызывает необходимость использования принципиально других приборов СВЧ, в которых *явление конечности времени пролета электронов из вредного превращается в полезное*. Приборы такого типа – это приборы с динамическим управлением электронного потока, или приборы пролетного типа.

Одним из таких устройств является пролетный клистрон. **Пролетный клистрон** (рисунок 31.1) является эффективным усилительным прибором дециметрового диапазона.

К металлической трубке, сквозь которую простреливается поток электронов, формируемый электронной пушкой (состоит из катода *K* и фокусирующего электрода ФЭ), примыкают два объемных резонатора – группирователь *G* и улавливатель *У*. Пролетное пространство (пространство дрейфа) *ПП* электронов и колебательные системы в виде резонаторов конструктивно составляют единое целое. Средняя часть объемного резонатора выполнена в ви-

де сеток (штриховые линии на рисунке 31.1), через которые может проходить электронный поток.



Вх, Вых – входная и выходная цепи высокочастотного колебания

Рисунок 31.1 – Пролетный клистрон

Электроны, вылетая из катода, под воздействием фокусирующего электрода собираются в узкий пучок, который под воздействием постоянного ускоряющего напряжения E_a движется в направлении сеток группирователя. К группирователю (см. рисунок 31.1) с помощью петли связи подводится высокочастотное напряжение.

Электроны приходят к группирователю с одинаковой скоростью. Проходя через группирователь в разные моменты времени, электроны приобретают различные скорости (в зависимости от того в какую фазу высокочастотного поля они попадают в пространстве сеток – ускоряющую или тормозящую) и поступают в пролетное пространство уже с разными скоростями. В результате электронный поток равномерной плотности превращается в поток сгустков электронов. Сгустки электронов возбуждают резонатор улавливателя.

В клистроне амплитуды высших гармоник убывают достаточно медленно, например, десятая гармоника меньше первой примерно в 2 раза, т.е. *в качестве умножителя частоты пролетный клистрон обладает высоким коэффициентом преобразования.*

Реальное значение КПД в двухрезонаторном клистроне не превышает 20%, коэффициент усиления по мощности достигает 20 дБ.

Современные многорезонаторные пролетные клистроны (в них использовано постоянное продольное магнитное поле, устранены сетки объемных резонаторов) обеспечивают огромные выходные мощности. В непрерывных режимах полезная колебательная мощность может быть порядка сотен киловатт, а в импульсных режимах – десятки мегаватт. Реальное значение КПД в многорезонаторных пролетных клистромах достигает 40%.

В авиации основное применение пролетные клистроны находят в наземных радиолокационных станциях обзора, например в трассовых обзорных радиолокаторах большой дальности действия, в трассовых радиолокаторах и т.д.

Генераторы на приборах магнетронного типа и лампах бегущей волны относятся к классу приборов, характерной чертой которых является использование принципа непрерывного взаимодействия электронных пучков с высокочастотными электромагнитными полями. Для всех этих устройств необходимо наличие замедляющей электромагнитной структуры.

Многорезонаторный магнетрон используют в диапазонах СВЧ (сантиметровом, миллиметровом и частично дециметровом). Магнетроны конструируют в основном для работы в импульсном режиме в широком диапазоне мощностей (от десятков до тысяч киловатт в импульсе). Они имеют достаточно высокий КПД, достигающий 40...70%.

Магнетрон (рисунок 31.2) имеет подогревной катод K в виде цилиндра, который окружен медным анодным блоком A . По окружности анодного блока расположена свернутая в кольцо замедляющая система типа «щель-отверстие» с резонаторами P . Число резонаторов N всегда четное и в зависимости от конструкции может быть $N = 8...40$.

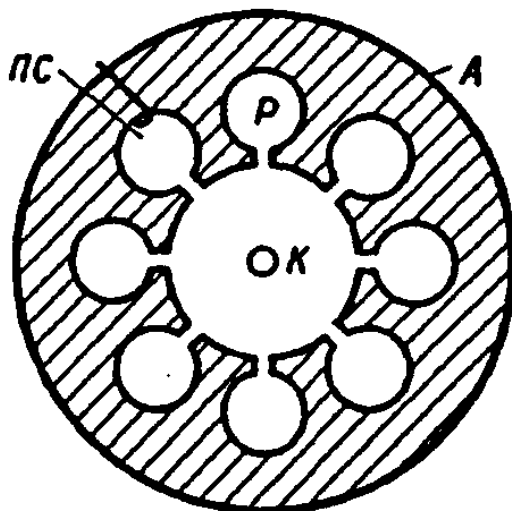


Рисунок 31.2 – Конструкция магнетрона

В одном из резонаторов анодного блока располагается петля связи $ПС$, с помощью которой снимается высокочастотная мощность, вырабатываемая магнетроном. Между катодом и анодным блоком образуется пространство взаимодействия между электронным потоком, эмиттируемым катодом, и электромагнитной волной, возбуждаемой в полых резонаторах. Корпус магнетрона размещен в постоянном магните, который создает постоянное магнитное поле, направленное вдоль оси катода. Отдельный резонатор анодного блока можно рассматривать как замкнутую на конце линию, которая возбуждается на основной частоте, когда вдоль резонатора укладывается четверть волны $\lambda/4$.

Электронные потоки, двигаясь в магнетроне по *циклоидальным траекториям* (электрическое и магнитное поле ортогональны), проходят под щелями резонаторов и возбуждают в резонаторах высокочастотное электромаг-

нитное поле. Устойчивым типом колебаний в магнетроне являются *колебания типа π* или *противофазные*. При колебаниях типа π вдоль анодного блока укладывается $N/2$ стоячих волн, и число пучностей тока равно числу резонаторов, поэтому петля связи, расположенная в любом из резонаторов, будет всегда находиться в пучности высокочастотного поля, и количество отбираемой энергии будет устойчивым.

Магнетрон широко применяют в радиолокационных системах гражданской авиации – как в бортовых, так и в наземных.

На борту летательных аппаратов магнетрон используется в метеорологических радиолокационных станциях.

В наземных радиосистемах магнетрон используют в аэродромных диспетчерских радиолокаторах, в радиолокационных станциях обзора летного поля, посадочных радиолокаторах.

Лампами бегущей волны называются усилительные и автогенераторные электронные приборы, основанные на синхронном взаимодействии электронного потока с электромагнитными волнами в замедляющей фазовую скорость структуре. Лампы бегущей волны отличаются от многосегментных магнетронов тем, что в их замедляющей структуре имеют место не стоячие, а бегущие волны.

В настоящее время промежуточные и выходные каскады передающих устройств СВЧ малой и средней мощности часто выполняют на транзисторах; используют методы суммирования мощности.

В диапазоне СВЧ применяются диоды Ганна (ДГ) и лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Работа генераторов на полупроводниковых диодах основана на использовании отрицательной активной составляющей полного сопротивления (проводимости) диодов.

ДГ могут работать до частот 100 ГГц, развивать мощность до единиц Ватт в непрерывном режиме, до десятков Ватт – в импульсном. Электронный КПД достигает 14...17 %.

ЛПД в непрерывном режиме могут обеспечивать мощность до 10 Вт в диапазоне частот более 10 ГГц и единицы Ватт на частотах до 50 ГГц при КПД = 15...20%. В импульсном режиме мощность может достигать 100 Вт при частоте генерации 10 ГГц и КПД = 60...70%.

ВОПРОС №32. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

При импульсной модуляции ток в антенне присутствует в течение короткого отрезка времени, равного длительности импульса $\tau \ll T$, где T – период следования импульсов. Отношение $q = \frac{T - \tau}{\tau} \cong \frac{1}{\tau F}$ называется скважностью импульсов, где $F = \frac{1}{T}$ – частота следования импульсов.

Импульсная $P_{И}$ и средняя $P_{СР}$ мощности радиопередатчика при импульсной модуляции (ИМ) определяются из соотношений:

$$P_{И} = \frac{\mathcal{E}}{\tau}; \quad P_{СР} = \frac{\mathcal{E}}{T} = \frac{P_{И}}{q},$$

где \mathcal{E} – энергия одиночного импульса; q – скважность импульсов.

Основным элементом при ИМ является импульсный модулятор, основные элементы которого – накопитель энергии и коммутирующий прибор. По типу накопителя энергии импульсные модуляторы делятся на два типа:

- модуляторы с емкостным накопителем в режиме неполного разряда;
- модуляторы с емкостным, индуктивным и комбинированным накопителями в режиме полного разряда.

В качестве коммутирующих приборов могут использоваться электронная лампа, транзистор, ионные приборы, тиристор, нелинейная индуктивность.

В качестве накопителя энергии в импульсных модуляторах с неполным разрядом накопителя используется емкость, а в качестве коммутирующего устройства (ключа) – электронная лампа.

В обобщенной схеме такого модулятора (рисунок 32.1, а) в промежутках между импульсами ключ разомкнут, и накопительный конденсатор C_H заряжается через сопротивление R_3 и нагрузку R_H . Выбирая сопротивление R_3 и соответственно постоянную времени цепи заряда $\tau = R_3 C_H$ достаточно большими, можно процесс заряда сделать достаточно медленным.

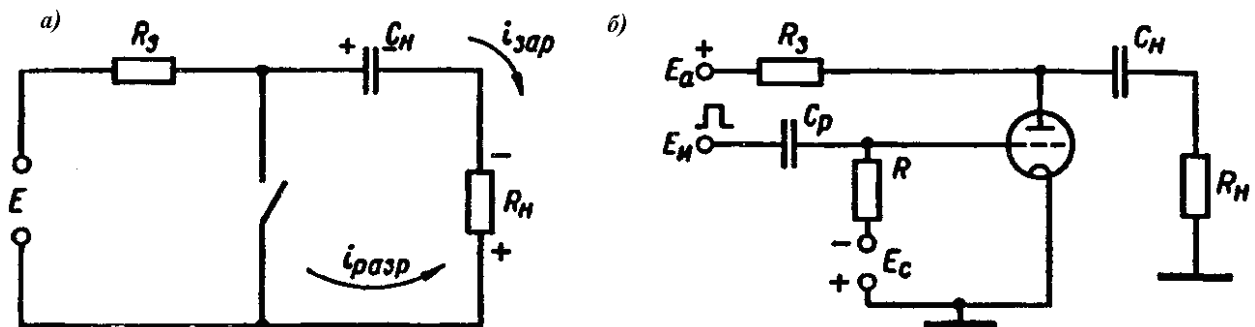


Рисунок 32.1 – Обобщенная (а) и принципиальная (б) схемы импульсного модулятора с неполным разрядом накопителя

Во время поступления запускающего импульса, когда осуществляется генерация СВЧ-колебаний, ключ замыкается, и конденсатор C_H разряжается на нагрузку с постоянной времени $\tau_{\text{РАЗР}} = R_H C_H$. Поскольку $R_H \ll R_3$, процесс разряда происходит во много раз быстрее, чем процесс заряда, т.е. $\tau_{\text{ЗАР}} \ll \tau_{\text{РАЗР}}$.

В принципиальной схеме импульсного модулятора (рисунок 32.1, б) в качестве ключа используется электронная лампа, закрытая отрицательным смещением E_C . Она открывается импульсами положительной полярности длительностью τ , поступающими с выхода подмодулятора E_H .

Емкость C_H конденсатора должна быть достаточно большой, чтобы за время разряда напряжение не понижалось ниже допустимого – 10...15% от U .

Генератор СВЧ может быть подключен к модулятору через импульсный трансформатор.

К достоинствам импульсного модулятора с неполным разрядом накопителя относятся: возможность получения формы импульса, близкой к прямоугольной; простота изменения длительности импульса; высокий КПД цепи заряда до 98%.

Для пояснения принципа работы импульсного модулятора с полным разрядом накопителя модулятора рассмотрим длинную линию, разомкнутую на обоих концах (рисунок 32.2, а). Волновое сопротивление линии:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

где L_1 и C_1 – погонные индуктивность и емкость.

Будучи заряженной, такая линия, является накопителем электростатической энергии. При замыкании линии на активное сопротивление R_H происходит ее разряд, сопровождающийся появлением прямой и обратной волн, распространяющихся со скоростью V вдоль линии. При этом по отношению к сопротивлению R_H линия может рассматриваться как генератор постоянного напряжения с ЭДС E и внутренним сопротивлением ρ .

При идеальном согласовании линии длиной l с нагрузкой, т.е. при $\rho = R_H$, в течение времени $\tau = \frac{2l}{V}$ пробега волны от нагруженного конца линии до разомкнутого и обратно на нагруженном конце существует напряжение $U_H = 0.5E$. Таким образом, разряд линии дает прямоугольный импульс длительностью τ .

Недостатком рассмотренного метода формирования импульсов является большая длина линии l . Так, при $\tau = 1$ мкс для двухпроводной линии имеем $l = \frac{\tau V}{2} = 150$ м.

Такие длины практически нереализуемы, поэтому используют искусственные линии (ИЛ) цепочечного типа (рисунок 32.2, б).

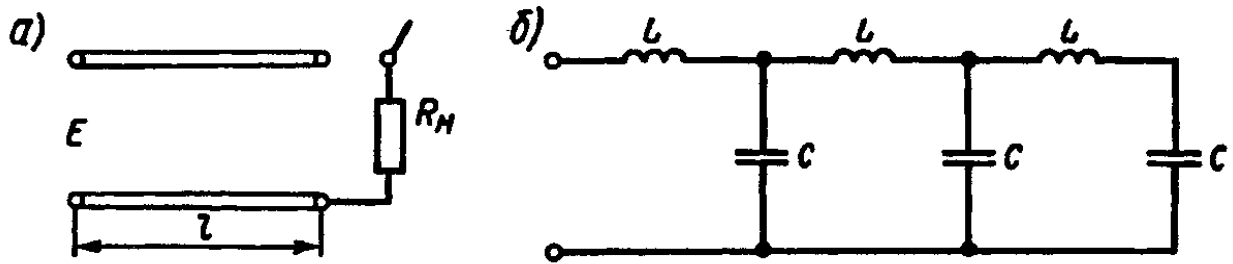


Рисунок 32.2 – Длинная линия с переключаемой нагрузкой (а) и искусственная линия (б)

Свойства такой ИЛ отличаются от свойств линии с распределенными параметрами и приближаются к ним с увеличением числа LC -цепочек. Число LC -цепочек берется в пределах $n = 3 \dots 11$ в зависимости от требований, предъявляемых к прямоугольности импульсов.

В магнитных импульсных модуляторах в качестве коммутирующего элемента используется нелинейная индуктивность (катушка с сердечником из ферромагнитного материала). Такой модулятор относится к классу *импульсных модуляторов с полным разрядом накопителя*.

ВОПРОС №33. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКОВ, ИХ ОБЕСПЕЧЕНИЕ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Основные технические параметры радиопередающих устройств (РПДУ).

1. Выходная мощность радиопередатчика – активная мощность, передаваемая передатчиком в антенно-фидерное устройство или эквивалент нагрузки.

2. Мощность несущей радиопередатчика. Мощность радиопередатчика при непрерывном излучении без модуляции несущей.

3. Средняя мощность передатчика – выходная мощность нормально работающего передатчика, определяемая как среднее значение мощности за время, превышающее период наименьшей частоты модулирующего сигнала, в течение которого средняя мощность максимальна.

4. Пиковая мощность передатчика – выходная мощность радиопередатчика, соответствующая максимальной амплитуде радиочастотного сигнала.

5. Импульсная мощность радиопередатчика – выходная мощность РПДУ, определяемая как среднее значение мощности за время излучения импульса.

6. Рабочая частота передатчика – номинальное значение частоты немодулированной несущей на выходе РПДУ (для диапазонных передатчиков рассматривают диапазон рабочих частот).

7. Абсолютная нестабильность частоты – отклонение частоты колебаний на выходе РПДУ за определенный промежуток времени относительно установленной частоты Δf .

8. Относительная нестабильность частоты – отношение абсолютной нестабильности частоты РПДУ к установленной частоте $\frac{\Delta f}{f_{уст}}$.

9. Допустимое отклонение частоты радиопередатчика. Допустимое отклонение средней частоты в полосе частот занимаемой излучением передатчика от установленной (присвоенной) частоты.

10. Диапазон модулирующих (звуковых) частот.

11. Потребляемая мощность радиопередатчика – сумма мощностей, потребляемая РПДУ по всем цепям от первичных источников питания при заданных условиях модуляции и величине выходной мощности

12. КПД (промышленный) – отношение мощности передаваемой передатчиком в антенно-фидерную линию к потребляемой мощности РПДУ.

13. Тип модуляции.

14. Глубина модуляции и допустимый при этом уровень нелинейных искажений.

15. Коэффициент усиления по мощности.

16. Предельно допустимый уровень всех видов излучения за пределами полосы необходимой для передачи полезного сигнала.

Методы измерения качественных показателей:

1. *Измерение мощности по току в эквиваленте антенны.* Сначала производят настройку всех контуров передатчика на максимум показаний амперметра, включенного последовательно с эквивалентом антенны. По известным значениям активного сопротивления антенны R_A и эффективного значения тока, показываемого термоприбором I_A , мощность передатчика определяют по формуле:

$$P_A = I^2 R_A,$$

где P_A – мощность в антенне.

2. *Определение мощности по напряжению на активном сопротивлении эквивалента антенны.* Электронный вольтметр включается параллельно активному сопротивлению эквивалента антенны. Мощность передатчика вычисляют по формуле:

$$P_A = \frac{U_A^2}{R_A},$$

где P_A – мощность в эквиваленте антенны, Вт; U_A – действующее значение напряжения на активном сопротивлении антенны; R_A – активное сопротивление антенны на заданной частоте, Ом.

Мощность передатчика по току или напряжению в эквиваленте антенны определяют на частотах, не превышающих 10...30 МГц. С повышением частоты точность измерений указанным способом понижается из-за влияния паразитных емкостей и индуктивностей монтажа измерительных приборов.

3. *Определение мощности из энергетического баланса передатчика.* Известно, что мощность, подводимая к выходному каскаду передатчика от источника анодного питания, может быть представлена уравнением:

$$P_0 = P_A + P_a + P_K + P_{K a},$$

где P_A – мощность, отдаваемая в антенну или в эквивалент антенны; P_a – мощность, рассеиваемая на аноде лампы выходного каскада; P_K – мощность, теряемая в контуре выходного каскада (промежуточном контуре); $P_{K a}$ – мощность, теряемая в антенном контуре.

4. *Определение мощности, рассеиваемой на аноде, с помощью термопары и термостолбика.* Термостолбик устанавливают против анода лампы выходного каскада. При этом тепловые лучи, попадая на раструб термостолбика, вызывают появление на зажимах термостолбика ЭДС, пропорциональной мощности рассеяния на аноде.

Для уменьшения влияния поля высокой частоты на результаты измерения соединительные провода, идущие от термостолбика к гальванометру, экранируют, а зажимы термостолбика и гальванометра шунтируют блокировочными конденсаторами.

Перед началом измерений термостолбик градуируют, для чего лампы выходного каскада ставят в статический режим, отключив контур выходного

каскада или сильно расстроив его. Вся мощность, подводимая к выходному каскаду от источника анодного питания, рассеивается на аноде лампы ($P_0 \approx P_a$).

После выполнения градуировки колебательный контур и весь передатчик переводят в нормальный режим работы. По показанию гальванометра и по градуировочной кривой определяют мощность, рассеиваемую лампой выходного каскада. Для уменьшения ошибок, связанных с тепловой инерцией анода и термостолбика, отсчеты следует проводить через 3...4 мин после установления режима лампы.

В случае, если конструкция передатчика и особенности лампы не позволяют применить термостолбик, мощность, рассеиваемую на аноде лампы, определяют термопарой, укрепляемой на баллоне лампы против середины анода. Градуировку и измерение с помощью термопары проводят также, как и при применении термостолбика.

Если в выходном каскаде включены две лампы по двухтактной схеме или параллельно, то применяют два термостолбика или две термопары.

5. *Определение мощности, рассеиваемой на аноде, калориметрическим методом.* В передатчиках большой мощности, в которых использованы лампы с водяным охлаждением, мощность, рассеиваемую на анодах ламп, удобно измерять калориметрическим методом.

Измерив температуру входящей ($T_{ВХ}$) и выходящей ($T_{ВЫХ}$) воды, а также количество протекающей воды, мощность, рассеиваемую на анодах ламп, можно определить по формуле:

$$P_a = \frac{Q T_{ВЫХ} - T_{ВХ}}{0.24t},$$

где P_a – мощность, рассеиваемая на аноде, кВт; Q – количество прошедшей воды, л; t – время протекания воды.

В передатчиках, использующих эквивалент антенны с водяным охлаждением, калориметрическим методом может быть определена мощность в эквиваленте антенны.

6. *Определение потерь в промежуточном контуре (P_K).* В нормально настроенном передатчике при связи с антенной или с эквивалентом антенны определяют следующие параметры: постоянную составляющую анодного тока I_{a0} ; напряжение на аноде E_a ; мощность P_a , рассеиваемую на аноде выходного каскада, определяемую одним из перечисленных выше способов; ток в промежуточном контуре I_K и ток в антенне I_a .

Измерив указанные параметры и предварительно понизив напряжение на аноде, выключают антенну (или эквивалент антенны). Плавно меняют напряжение на экранной сетке и на аноде до тех пор, пока ток в контуре не достигнет значения, измеренного при включенной антенне. Снова фиксируют показания приборов: постоянную составляющую анодного тока I'_{a0} ; напряжение на аноде E'_a ; мощность, рассеиваемую на аноде, P'_a ; ток в промежуточном контуре $I'_K = I_K$.

При включенной антенне подводимая мощность $P'_0 = P'_K + P'_a$, тогда мощность, теряемая в промежуточном контуре, будет:

$$P'_K = P'_0 - P'_a = I'_{a0} E_a - P'_a.$$

Используя данные первого и второго измерений, можно определить мощность в антенне: $P_A = P_0 - P_a - P_K = I_{a0} E_a - P_a - P_K$.

Потери в промежуточном контуре вышеописанным способом рекомендуется измерять лишь при высокой добротности промежуточного контура, так как с уменьшением качества контура возрастает суммарная погрешность при определении мощности в антенне.

7. *Определение промышленного КПД.* Промышленным КПД (или общим КПД) передатчика считают отношение мощности передатчика в антенне (или в эквиваленте антенны) к мощности, потребляемой передатчиком от питающей сети $\eta = \frac{P_A}{P_{\text{сети}}} \cdot 100$. При оценке мощности, потребляемой от сети, учиты-

вают мощность, потребляемую в основных цепях передатчика. Освещение, сигнализацию и другие цепи не учитывают. Для передатчиков, работающих в телефонном режиме, P_A и $P_{\text{сети}}$ измеряют в отсутствие модуляции в режиме молчания.

8. *Контроль качества телефонной работы.* Для большинства передатчиков качество телефонной работы определяется глубиной модуляции, коэффициентом нелинейных искажений, амплитудной и частотной характеристиками, уровнем паразитной модуляции (фона). В некоторых случаях качество телефонной передачи проверяют прослушиванием при включении приемника.

Коэффициент амплитудной модуляции $m = \frac{U_{\text{ог}}}{U_{\text{ср}}}$, или $m = \frac{A - B}{A + B}$, где

$U_{\text{ог}}$ – амплитуда модулирующего напряжения; $U_{\text{ср}}$ – среднее значение амплитуды модулированного колебания; A и B – удвоенное максимальное и минимальное значение модулированного колебания.

Коэффициент модуляции измеряют с помощью измерителя модуляции или осциллографа.

ВОПРОС №34. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ И УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ

Входные цепи предназначены для передачи сигнала из антенны в последующие цепи и для предварительного подавления помех. Входная цепь обычно представляет собой пассивный четырехполосник, содержащий одно или несколько частотно-селективных звеньев (в частности, резонансных контуров), выделяющих принимаемый сигнал. Наиболее распространены одноконтурные входные цепи. Двухконтурные и многоконтурные цепи применяются лишь при специальных требованиях к селективности.

Входной контур подключают к следующему за ним каскаду полностью или частично в зависимости от входного сопротивления этого каскада. Биполярный транзистор, имеющий малое входное сопротивление, обычно подключается частично. При использовании полевых транзисторов возможно полное включение.

Основными характеристиками входных цепей (ВЦ) являются:

- коэффициент передачи, т.е. отношение напряжения сигнала на входе следующего каскада $U_{ВХ}$ к ЭДС в антенне E_A , а в случае магнитной (ферритовой) антенны – к напряженности поля сигнала;

- полоса пропускания – ширина области частот с допустимой неравномерностью коэффициента передачи;

- селективность, характеризующая уменьшение коэффициента передачи при заданной расстройке K по сравнению с его значением при резонансе K_0 ,

т.е. $\sigma = \frac{K_0}{K}$. Входная цепь вместе с усилителем радиочастоты (УРЧ) обеспечивает селективность приемника по побочным (соседним) каналам приема и общую предварительную фильтрацию помех;

- перекрытие заданного диапазона частот. Если приемник не рассчитан на дискретную настройку, то должна обеспечиваться настройка на любую частоту заданного диапазона, причем коэффициент передачи, полоса пропускания и селективность не должны существенно изменяться;

- постоянство параметров входной цепи при изменении параметров антенны и входного сопротивления первого каскада приемника. Это важно при ненастроенных антеннах, которые вносят во входную цепь потери, что приводит к расширению полосы пропускания, ухудшению селективности и изменению настройки входной цепи.

Требования, предъявляемые к входной цепи ВЦ:

- высокая избирательность;

- высокий коэффициент передачи – приводит к увеличению уровня входного сигнала, к увеличению отношения «сигнал-шум», к увеличению реальной чувствительности приемника;

- малые частотные искажения, обусловленные неравномерностью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) (сохранение свойства сигнала);

- малые частотные искажения, возникающие при включении во входную цепь нелинейных элементов (варикапов, электронных ключей);
- малый коэффициент шума входной цепи – приводит к увеличению реальной чувствительности радиоприемного устройства (РПУ);
- обеспечение постоянства основных параметров при перестройке РПУ в заданном частотном диапазоне;
- малое влияние смены антенны на работу РПУ.

На рисунках 34.1 – 34.2 приведены некоторые часто встречающиеся схемы одноконтурных ВЦ. Схемы отличаются способами связи входного контура с антенной. На рисунке 34.1 приведены схемы на биполярном (БТ) и полевом (ПТ) транзисторе с трансформаторной связью между контуром $L_K C_K$ и антенной. В схемах на рисунке 34.2 входной контур связан с антенным фидером через автотрансформатор. Здесь представлен случай настроенной антенны, которая может подключаться к ВЦ посредством фидера. В схемах на рисунке 34.1 предполагается ненастроенная антенна.

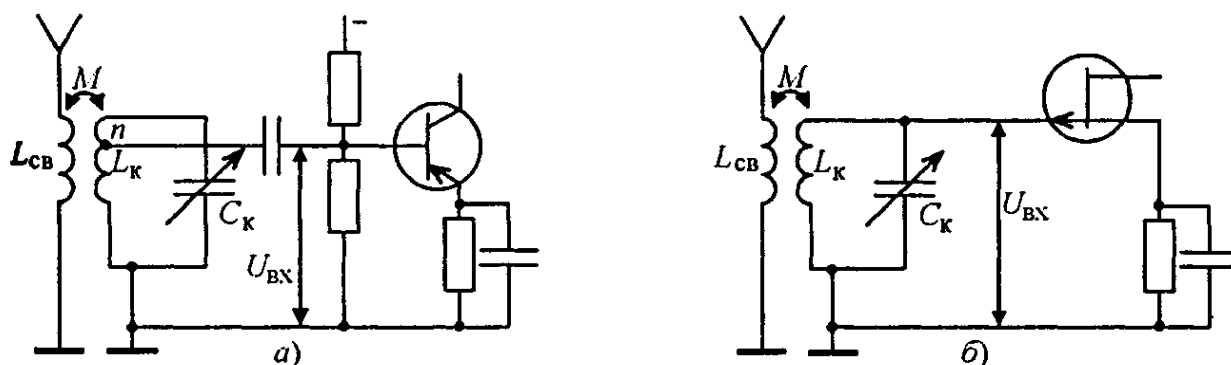


Рисунок 34.1 – Входная цепь с трансформаторной связью входного контура с антенной

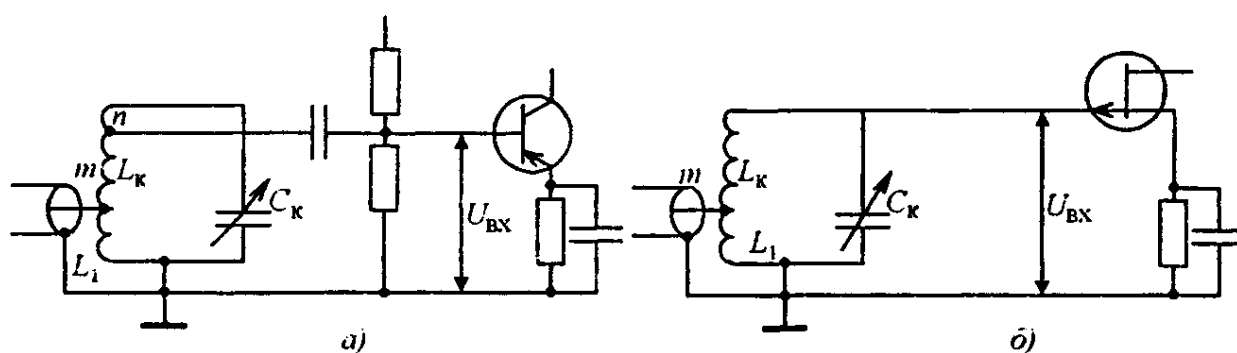


Рисунок 34.2 – Входная цепь с автотрансформаторной связью входного контура с фидером антенны

Подключение входного контура к активному элементу (АЭ) может быть полным или частичным в зависимости от его входного сопротивления. Имеющий малое входное сопротивление БТ обычно подключается частично, у ПТ возможно полное включение.

Усиление модулированных несущих колебаний – радиосигналов – в приемнике осуществляется до преобразования частоты, т.е. на радиочастоте, и после преобразователя – на промежуточной частоте. Входные каскады должны иметь малый коэффициент шума, большое входное сопротивление, высокую линейность усиления, поэтому их часто делают на полевых транзисторах. На СВЧ применяют усилители на полевых и биполярных транзисторах, на туннельных диодах, параметрические и квантовые.

В УРЧ и в усилителях промежуточной частоты (УПЧ) вместе с усилением обеспечивается избирательность по соседнему каналу. Для этого усилители содержат резонансные цепи: колебательные контуры, фильтры из связанных контуров, на механических колебаниях и др. Усилители, АЧХ которых благодаря фильтрам близка к прямоугольной, называют полосовыми. Усилители радиочастоты с переменной настройкой чаще всего выполняют одноконтурными.

К числу основных параметров и свойств усилителей относятся: резонансный коэффициент усиления; селективность; коэффициент шума; искажения сигнала и устойчивость, т.е. способность усилителя сохранять в процессе эксплуатации основные свойства и характеристики.

В усилителях радиосигналов применяют в основном два варианта включения усилительного прибора: с общим эмиттером и с общей базой в каскадах на биполярных транзисторах; с общим истоком и с общим затвором в каскадах на полевых транзисторах; с общим катодом и общей сеткой в ламповых каскадах.

Усилители с общим эмиттером (истоком, катодом) в диапазонах метровых и более длинных волн позволяют получить наибольшее усиление мощности. Усилители с общей базой (затвором, сеткой) отличаются большей устойчивостью против самовозбуждения, поэтому часто используются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн. Принципы построения и анализа резонансных усилителей идентичны для различных типов усилительных приборов и вариантов их включения.

ВОПРОС №35. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты предназначены для переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую. Перенос спектра должен происходить без изменения вида и параметров модуляции, т.е. линейно (рисунок 35.1).

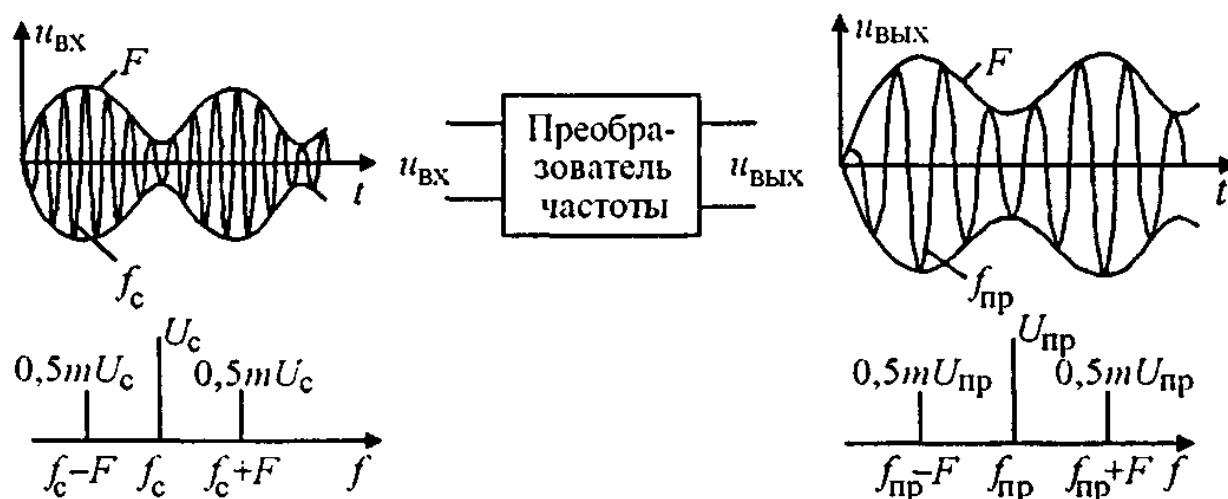


Рисунок 35.1 – Преобразование частоты

Преобразование частоты возможно в результате перемножения двух напряжений. Одним из них является принятый сигнал $u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi_c)$; вторым – напряжение вспомогательного генератора (гетеродина), формируемое в приемнике, $u_{\Gamma} = U_{\Gamma} \cos \omega_{\Gamma} t$.

При перемножении напряжений сигнала и гетеродина появляются комбинационные составляющие частот $u_{c\Gamma} = 0.5 U_c U_{\Gamma} [(\omega_{\Gamma} \pm \omega_c)t \pm \varphi_{\Gamma}]$.

Одна из них (полезная) выделяется фильтром и называется *напряжением промежуточной частоты* $u_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{пр}})$.

Перемножитель напряжений можно реализовать с помощью нелинейных цепей или цепей с периодическим изменением параметров под действием гетеродина. В качестве нелинейных или параметрических элементов, которые называют *смесителями*, в настоящее время используют транзисторы в дискретном или интегральном исполнении и диоды.

Сигнал на входе смесителя должен быть малым, чтобы нелинейность его характеристики не приводила к заметным искажениям принимаемого сигнала. Напряжение гетеродина сравнительно велико, поэтому проводимость смесителя меняется по закону изменения напряжения гетеродина.

Основными показателями качества преобразователя частоты (ПЧ) являются: коэффициенты усиления по напряжению и по мощности, диапазон рабочих частот, избирательность, коэффициент шума, искажения, устойчивость, надежность. Они аналогичны показателям резонансных усилителей,

однако некоторые из них имеют особенности, присущие режиму преобразования частоты. Например, в отличие от усилителей в ПЧ имеют место побочные каналы приема, которые ухудшают их избирательные свойства и заставляют принимать специальные меры.

Схемы преобразователя частоты на биполярном (а) и полевом (б) транзисторах показаны на рисунке 35.2.

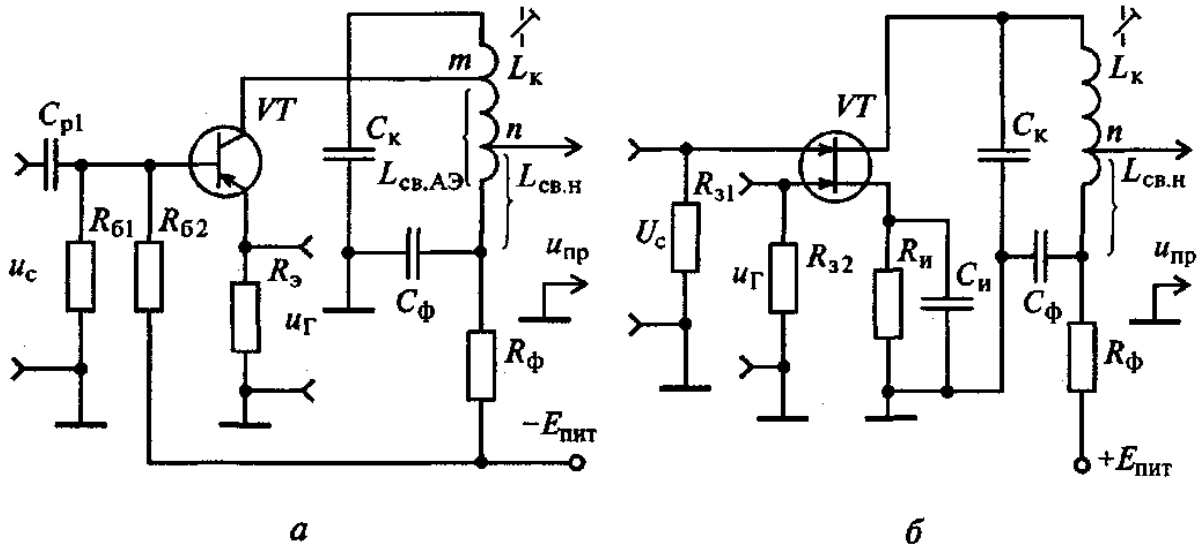


Рисунок 35.2 – Схемы преобразователя частоты на биполярном (а) и полевом (б) транзисторах

Схема ПЧ на БТ практически не отличается от УРЧ. Напряжение гетеродина подается в цепь эмиттера, а выходной контур $L_k C_k$ настраивается на промежуточную частоту.

На рисунке 35.2, б приведена схема ПЧ на ПТ с двумя затворами. Сигнал и напряжение гетеродина подаются на разные затворы, чем достигается слабое взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. Достоинством данного смесителя на ПТ является то, что его вольт-амперная характеристика описывается квадратичным законом.

В дециметровом и сантиметровом диапазонах волн широко применяют преобразователи на полупроводниковых диодах, которые позволяют получить приемлемые значения коэффициента передачи преобразователя при малом значении коэффициента шума. По схемному исполнению диодные преобразователи разделяются на простые с одним диодом и сложные, выполненные на нескольких диодах по балансной или кольцевой схеме.

ВОПРОС №36. ДЕТЕКТОРЫ РАДИОСИГНАЛОВ

Детекторы служат для преобразования принимаемых модулированных сигналов в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. В зависимости от вида модуляции различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

Амплитудное детектирование (АД) возможно при помощи нелинейных цепей (НЭ) или синхронных (когерентных) детекторов (СД). Детекторы с НЭ, как более простые, нашли наибольшее применение. Пусть на входе действует амплитудно-модулированное напряжение при однотоновой модуляции:

$$U_{\text{ВХ}} = U_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t. \quad (36.1)$$

Спектр этого колебания представлен на рисунке 36.1. На нагрузке детектора выделится напряжение, которое содержит постоянную и переменную составляющие (рисунок 36.1, в). Полезным результатом детектирования является составляющая:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (36.2)$$

Спектр напряжения на выходе детектора показан на рисунке 36.1, д.

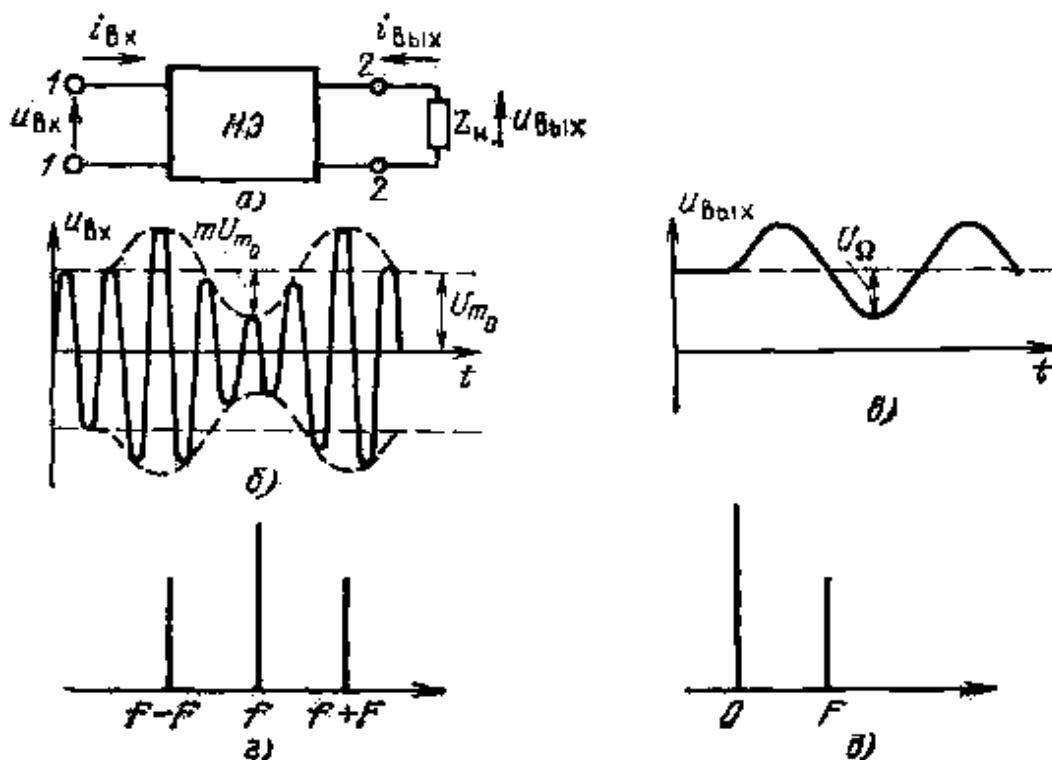


Рисунок 36.1 – Амплитудное детектирование

В качестве НЭ детектора используют либо диод, либо усилительный прибор (транзистор). Наибольшее применение нашли диодные детекторы (рисунок 36.2). Они просты и позволяют получить почти неискаженное детектирование в большом диапазоне уровней сигнала. Диодные детекторы бывают последовательные и параллельные. Достоинством параллельного детек-

тора является отсутствие гальванической связи между источником сигнала и диодом.

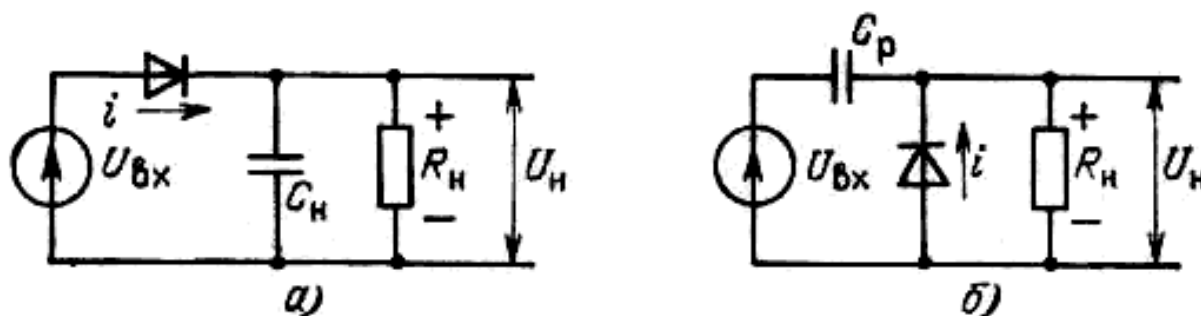


Рисунок 36.2 – Диодные амплитудные детекторы

Синхронное детектирование осуществляется путем умножения сигнала (36.1) на опорное напряжение, а получаемое в результате напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = A(1 + m \cos \Omega t)(0.5 + 0.5 \cos 2\omega t)$ содержит составляющую с частотой 2ω , которая подавляется фильтром нижних частот. Оставшаяся после фильтра составляющая содержит полезный результат детектирования вида (36.2). Синхронный детектор строится на основе принципа когерентности и синхронизма опорного и сигнальных колебаний ($\omega_c = \omega_{\text{оп}}$; $\varphi_c = \varphi_{\text{оп}}$).

Синхронные детекторы могут быть построены на аналоговых перемножителях. Синхронный АД получается при каскадном соединении перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Опорное напряжение для синхронного детектирования обычно формируют из принимаемого сигнала с помощью системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАП). В случае приема двухполосного АМ-колебания при высоком отношении сигнал-помеха опорное напряжение можно получить проще. Для этого достаточно пропустить принимаемый АМ-сигнал через ограничитель (см. рисунок 36.3).

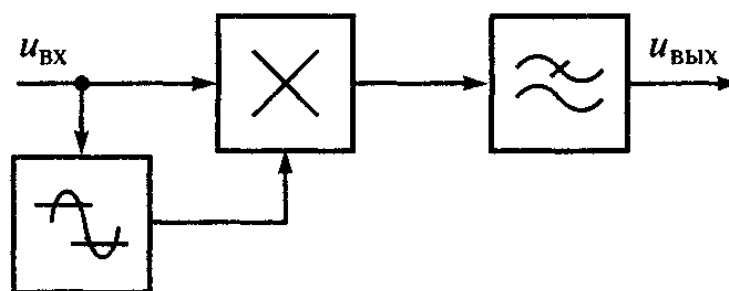


Рисунок 36.3 – Синхронный АД

При когерентном детектировании отношение мощности сигнала к мощности флуктуационной помехи на выходе синхронного детектора линейно зависит от отношения сигнал-помеха на его входе.

Фазовые детекторы (ФД) преобразуют напряжение, модулированное по фазе, в напряжение, изменяющееся по закону модулирующей функции.

Напряжение на выходе детектора определяется разностью фаз сравниваемых колебаний:

$$u_1 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi); \quad u_2 = U_{m2} \cos \omega t.$$

Одно из них (например, u_1) является напряжением детектируемого сигнала, а второе (u_2) – опорным. Напряжение на выходе, пропорциональное разности фаз, можно получить в результате перемножения u_1 и u_2 :

$$u_1 u_2 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi) U_{m2} \cos \omega t = 0.5 K U_{m1} U_{m2} [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos \varphi].$$

На выходе ФНЧ:

$$u_{\text{ВЫХ}} = 0.5 K U_{m1} U_{m2} \cos \varphi,$$

где K – коэффициент пропорциональности; φ – мгновенное значение разности фаз сравниваемых напряжений.

Если одно из напряжений предварительно сдвинуть на угол $\pi/2$, то $u_{\text{ВЫХ}} = 0.5 K U_{m1} U_{m2} \sin \varphi$. При малых φ можно полагать $u_{\text{ВЫХ}} \approx 0.5 K U_{m1} U_{m2} \varphi$, т.е. напряжение на выходе соответствует модулирующей функции. По существу фазовый детектор – это синхронный амплитудный детектор, у которого $\omega_c = \omega_{\text{ОП}}$; $\varphi_c - \varphi_{\text{ОП}} = 90^\circ$. Фазовые детекторы обычно строят по балансной схеме.

Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании сигнала с частотной модуляцией в линейной системе в колебания с другим видом модуляции. В последующем осуществляется детектирование преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. В зависимости от принципа действия различают:

- частотно-амплитудные детекторы, в которых осуществляется преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с амплитудной модуляцией с последующим амплитудным детектированием;

- частотно-фазовые детекторы, в которых осуществляется преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с фазовой модуляцией (ФМ) с последующим фазовым детектированием;

По конструктивному исполнению различают:

- частотные детекторы с одиночным расстроенным контуром;
- частотные детекторы с двумя расстроенными контурами балансного типа;

- балансные детекторы с двумя настроенными контурами, в которых происходит преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с фазовой модуляцией с последующим фазовым детектированием;

- дробные детекторы, или детекторы отношений;

- частотные детекторы на линиях задержки;

- цифровые частотные детекторы.

Наибольшее распространение получили частотные детекторы с двумя расстроенными контурами, частотные детекторы с настроенными контурами и дробные детекторы. Эти детекторы, построенные по балансной схеме, имеют более линейные характеристики детектирования, проходящие через нуль, чем другие виды детекторов.

ВОПРОС №37. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания уровня выходного сигнала приемного устройства или усилителя вблизи некоторого номинального значения при изменении уровня входного сигнала.

Системы АРУ могут быть обратными и прямыми. *Обратные системы АРУ являются системами с обратным по отношению к сигналу действием.* Точка съема напряжения для запуска схемы АРУ расположена ближе к выходу приемника, чем точка приложения регулирующего воздействия. *В прямых системах АРУ точка съема напряжения для запуска схемы АРУ расположена ближе к входу приемника, чем точка приложения регулирующего воздействия.* Каждая из этих систем обладает достоинствами и недостатками.

Обратные системы АРУ не могут дать полного постоянства выходного напряжения, т.к. оно является входным для системы АРУ и должно содержать информацию для соответствующего изменения регулирующего воздействия. Кроме того, они не могут обеспечить одновременно большую глубину регулирования и высокое быстродействие по соображениям устойчивости. Однако эти системы защищают от перегрузок все каскады приемника, расположенные дальше от входа, чем точка приложения регулирующего воздействия, а сами цепи АРУ находятся под воздействием сигнала со сжатым динамическим диапазоном и также не подвержены перегрузкам.

Прямые системы АРУ принципиально могут обеспечить идеальное регулирование и сколь угодно высокое быстродействие. Цепь АРУ защищает от перегрузок только те каскады, которые расположены дальше точки приложения регулирующего воздействия, и сама находится под воздействием сигнала с широким динамическим диапазоном, т.е. подвержена перегрузкам и должна содержать внутренние обратные системы АРУ. В этом случае система АРУ практически превращается в отдельный канал приемного устройства, не менее сложный, чем его основной канал.

В общем случае в систему АРУ входят регулируемые элементы, амплитудный детектор с принудительным смещением (задержкой) или без него, фильтры и дополнительные усилители на переменном или постоянном токе.

Основные методы электрического регулирования:

- изменение усилительных параметров активных приборов путем приложения регулирующего напряжения к их электродам. При этом изменяется режим работы активного прибора, поэтому подобные способы изменения усиления иногда называют режимными;
- использование аттенюаторов, включаемых в тракт прохождения сигнала и управляемых регулирующим напряжением;
- применение управляемых цепей отрицательной обратной связи;

- изменение нагрузочных сопротивлений усилительных каскадов путем применения управляемых сопротивлений – варисторов, диодов, биполярных и полевых транзисторов.

Используются и комбинированные схемы регулировки, объединяющие несколько перечисленных методов регулирования.

На рисунке 37 приведены примеры схем АРУ в упрощенном виде.

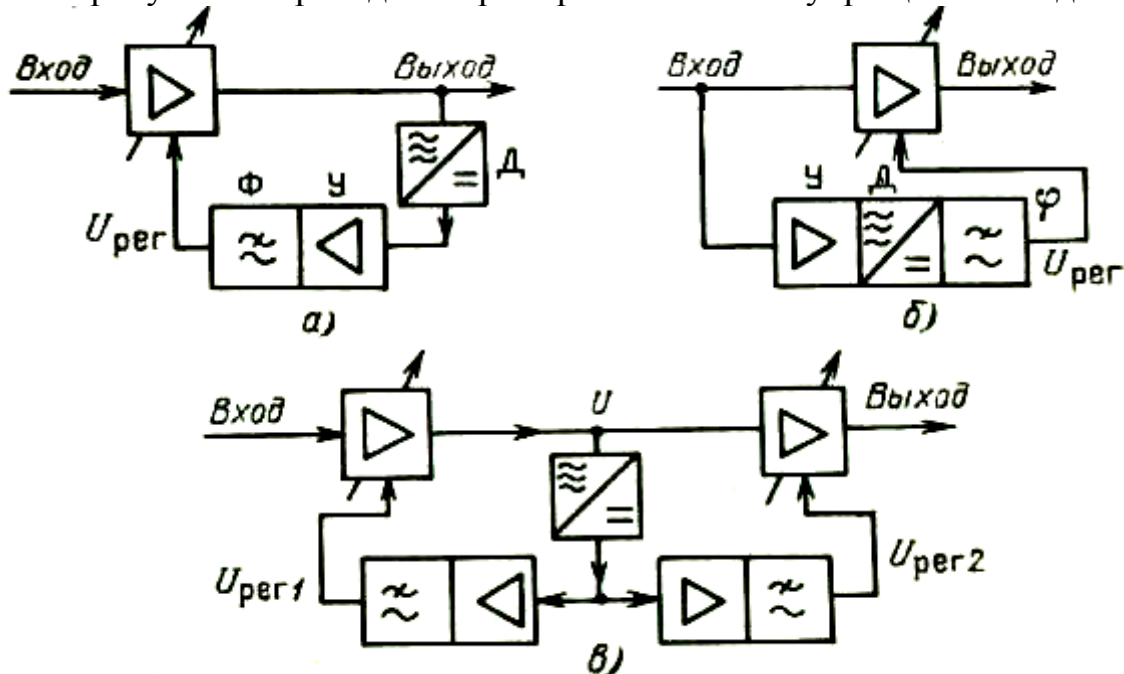


Рисунок 37 – Структурные схемы обратной (а), прямой (б) и комбинированной (в) систем АРУ

В варианте на рисунке 37, а регулирующее напряжение формируется в результате выпрямления напряжения усиленного сигнала с выхода усилителя. Напряжение от детектора подается через дополнительный усилитель и фильтр нижних частот в направлении, обратном направлению прохождения сигнала в регулируемом усилителе. В схеме на рисунке 37, б регулирующее напряжение вырабатывается в результате усиления и выпрямления входного напряжения и действует в том же направлении, в котором проходит принимаемый сигнал в регулируемом усилителе. В схеме на рисунке 37, в цепь регулирования называется комбинированной АРУ, она позволяет обеспечить более высокое качество регулирования.

ВОПРОС №38. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Для обеспечения требуемой точности настройки приемника при воздействии дестабилизирующих факторов предназначена система автоматической подстройки частоты (АПЧ). Процесс автоподстройки частоты – автоматически управляемое воздействие соответствующих элементов на частоту стабилизируемого устройства. В приемнике супергетеродинного типа случайные изменения частоты гетеродина приводят к изменениям промежуточной частоты $f_{ПЧ} = f_{Г} - f_{С}$. Поэтому задача АПЧ сводится к подстройке частоты гетеродина для точного соответствия частоты $f_{ПЧ}$, частоте, на которую настроен тракт ПЧ, т.е. $f_{ПЧ} = f_{ПЧ.НОМ}$. Отклонение промежуточной частоты от эталонной, возникающее за счет нестабильности частоты гетеродина или сигнала, вызывает появление управляющего напряжения, зависящего от величины отклонения на выходе *измерительного элемента – дискриминатора*. Данное напряжение, воздействуя на управитель и гетеродин, стремится уменьшить его расстройку.

Такая система АПЧ работоспособна только при наличии на входе приемника сигнала, однако *обеспечивает подстройку приемника, как при изменении частоты гетеродина $f_{Г}$, так и при изменении частоты сигнала $f_{С}$ в передатчике*.

По характеру сигнала различают *аналоговые, импульсные и цифровые системы АПЧ*.

В зависимости от принципа, на основе которого вырабатывается сигнал ошибки, системы АПЧ делят на два класса.

В системе *частотной АПЧ (ЧАПЧ)* сигнал ошибки определяется отклонением преобразованной частоты сигнала $f_{ПЧ} = f_{Г} - f_{С}$ от резонансной частоты настройки контура УПЧ $f_{ПЧ0}$. В качестве измерительного элемента выступает *частотный детектор (ЧД)*, центральная частота настройки которого совпадает с частотой настройки УПЧ.

В системе *фазовой АПЧ (ФАПЧ)* сигнал ошибки определяется разностью фаз колебаний промежуточной частоты и опорного генератора, а в качестве измерительного элемента выступает *фазовый детектор*.

Структурная схема РПУ с системой ЧАПЧ гетеродина представлена на рисунке 38.1. В таком РПУ за опорную частоту принимается резонансная частота настройки $f_{ПЧ0}$ контуров УПЧ. Частота, при которой детекторная характеристика ЧД в цепи АПЧ проходит через нулевое значение, соответствует настройке УПЧ $f_{ПЧ0}$. При уходе частоты гетеродина $f_{Г}$ от значения, соответствующего точной настройке, на выходе ЧД вырабатывается напряжение $u_{ЧД}$ соответствующей величины и знака. Задача ФНЧ состоит в подавлении продуктов частоты модуляции.

К детекторам в цепи АПЧ предъявляется ряд требований, отличных от требований к ЧД приемника радиосигналов с ЧМ. Главной функцией ЧД в

системах АПЧ является частотная дискриминация – процесс различения знака и частоты входных колебаний. Для подчеркивания специфики работы детекторов в системах АПЧ в литературе используется понятие частотного дискриминатора.

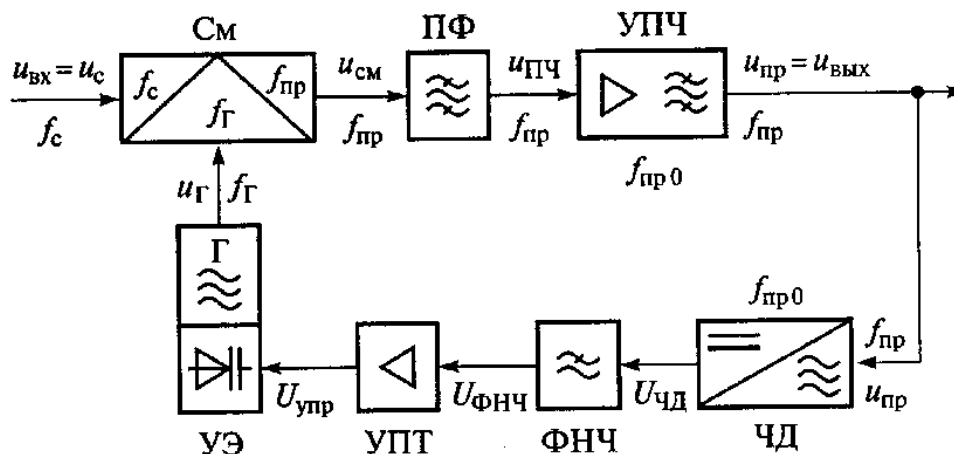


Рисунок 38.1 – Структурная схема приемника с системой ЧАПЧ гетеродина

Характеристика дискриминатора может не быть строго линейной и может отклоняться от нечетной симметрии. Важна лишь высокая крутизна рабочего участка детекторной характеристики. Существенное значение для работы системы АПЧ при больших расстройках имеет форма скатов, а также полоса пропускания $\Pi_{\text{ЧД}}$ детекторной характеристики.

Управляющий элемент (УЭ) под воздействием управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$, изменяет частоту генерации гетеродина. Основной функцией УЭ является обеспечение заданного интервала изменений частоты гетеродина и большой крутизны характеристики управления.

Управляющее напряжение, подводимое от ЧД, должно подстраивать частоту в противоположном направлении по отношению к изменению частоты гетеродина. При неправильном фазировании характеристик ЧД и УЭ расстройка приемника будет нарастать.

Следует иметь в виду, что при попытке перестроить приемник с одной станции на другую при включенной системе АПЧ возникают затруднения, так как АПЧ сохраняет настройку на несущую частоту первой станции в пределах всей полосы удержания.

Как следствие этого, ряд близко расположенных станций будет пропущен. Для исключения этого эффекта при перестройке приемника следует отключать АПЧ.

Принцип действия системы ФАПЧ состоит в сравнении колебаний опорного генератора $u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \cos(2\pi f_{\text{оп}} t)$ и сигнала преобразованной (промежуточной) частоты $u_{\text{пр}}(t) = U_{\text{пр0}} \cos(2\pi f_{\text{пр}} t)$ с выхода УПЧ. При этом частота опорного генератора $f_{\text{оп}}$ должна соответствовать резонансной частоте настройки $f_{\text{пр0}}$ избирательных цепей УПЧ.

В системе ФАПЧ используется то обстоятельство, что при расхождении по частоте двух колебаний, например $f_{\text{ПР0}}$ и $f_{\text{ПР}} = f_{\text{ПР0}} + \Delta f_{\text{ПР}}$, между ними появляется фазовый сдвиг. Если, например, разность частот составляет всего 1 Гц, то за 1 с колебание преобразованной несущей частоты смещается относительно колебания опорного генератора на период, т.е. фазовый сдвиг достигает 2π радиан, или 360° . При разности частот 0.1 Гц фазовый сдвиг за 1 с изменится на 0.1 периода, или на 36° .

Если подвести оба напряжения к ФД, то на выходе его появляется напряжение, которое может достигать большой величины при малой разности частот, хотя при этом фаза будет изменяться медленно. Поэтому система ФАПЧ, отслеживая фазу входного сигнала, реагирует на малейшее отклонение частоты.

Структурная схема РПУ с системой ФАПЧ приведена на рисунке 38.2. Основными элементами системы ФАПЧ являются опорный генератор (ОГ), фазовый детектор, или дискриминатор (ФД), ФНЧ, усилитель постоянного тока (УПТ), УЭ и перестраиваемый (синхронизирующий) гетеродин (ПГ).

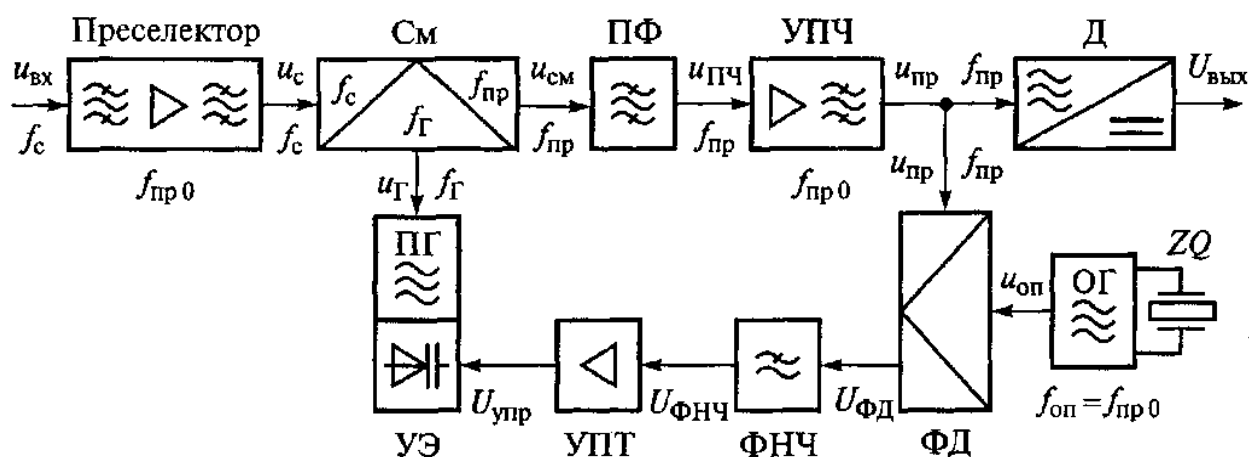


Рисунок 38.2 – Структурная схема приемника с системой ФАПЧ

При медленных изменениях частоты система ФАПЧ обеспечивает практически полную синхронизацию генераторов. В динамическом режиме в условиях быстрых изменений частоты преобразованного сигнала фазовый сдвиг между колебаниями непостоянен, т.е. имеются расхождения и по частоте.

Цифровые системы ФАПЧ в качестве измерительного элемента содержат цифровой ФД, в котором сравниваются фазы колебаний входного сигнала, прошедшего через формирующее устройство, и управляемого синтезатора частоты (перестраиваемого гетеродина). Системы *цифровой АПЧ* (ЦАПЧ) позволяют длительное время удерживать неизменную частоту перестраиваемого гетеродина в одной точке настройки и могут работать независимо от наличия сигнала, что позволяет применять их в диапазоне КВ при замираниях сигнала.

ВОПРОС №39. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И СПОСОБЫ БОРЬБЫ С НИМИ

Радиосигналы, поступающие от приемной антенны на вход устройства приема и обработки сигнала (УПОС), искажены из-за действия различных помех. Вредное действие помех на процесс приема и обработки радиосигнала может быть сведено к минимуму, если известны характеристики сигналов и помех. Поэтому одной из первых задач, которые решаются при создании УПОС, является задача идентификации сигналов и помех. Суть этой задачи заключается в построении моделей радиосигналов и помех и определении их количественных характеристик.

Радиосигнал является носителем передаваемой или извлекаемой информации, которая содержится в законе его модуляции по одному или нескольким параметрам (амплитуде, частоте, фазе и т.п.). Информация присутствует в радиосигнале в форме совокупности знаков, называемой сообщением. Поэтому радиосигналы, прежде всего, различают по виду передаваемых сообщений, которые могут быть непрерывными или дискретными. В некоторых радиосистемах сообщения предварительно кодируются с целью повышения помехоустойчивости. Это характерно, прежде всего, для систем передачи дискретных сообщений, обеспечивающих информационный обмен между ЭВМ, которые разнесены на большое расстояние.

По виду модуляции радиосигналы могут быть разделены на большое число групп. При этом каждой группе соответствует определенное сочетание модулятора и демодулятора (тип модема), с помощью которых сигнал обрабатывается, и из него выделяется сообщение.

Определенный класс помех воздействует непосредственно на радиосигналы. Такие помехи называются мультипликативными и возникают чаще всего из-за неоднородности среды распространения радиоволн или отражения от цели сложной формы (поверхности Земли, пространственно-распределенных объектов и т.п.).

В большинстве случаев радиосигналы являются узкополосными, т.е. ширина спектра Δf_c сигнала много меньше несущей частоты f_c $\left(\frac{\Delta f_c}{f_c} \ll 1 \right)$.

Принимаемый радиосигнал формируется обычно в условиях многолучевого распространения радиоволн и представляет собой сумму ослабленного сигнала передатчика и большого числа дополнительных сигналов, отраженных элементарными отражателями в среде распространения радиоволны.

В радиолокации модель радиосигнала $u_c(t)$ соответствует случаю облучения зондирующим (передающим) сигналом $u_{П}(t)$ сложной цели, состоящей из n отдельных «блестящих» точек.

Рассмотренная модель радиосигнала в задаче радиолокации (n блестящих точек) справедлива для случая медленных флуктуаций амплитуды принимаемого радиосигнала.

Модель радиосигнала $u_C(t)$ можно использовать в задаче радиосвязи в пределах прямой видимости, когда имеет место однолучевое распространение радиоволн.

Следует отметить, что действие мультипликативной помехи при медленных флуктуациях модуля коэффициента отражения не приводит к искажению закона модуляции, а проявляется в случайных изменениях огибающей и фазы сигнала от одного интервала наблюдения к другому. Это обстоятельство существенно упрощает структуру УПОС, которая определяется выбранным видом модуляции (законом модуляции).

В более сложных ситуациях, например при радиолокации пространственно-распределенных отражателей с изменением взаимного расположения во времени (радиолокация земного покрова, метеорадиолокация и т.д.), происходит «размывание» (искажение) закона модуляции в принимаемом радиосигнале, что необходимо учитывать при разработке УПОС.

Кроме мультипликативных помех, непосредственно воздействующих на радиосигнал, существенные трудности радиоприему создает большая группа аддитивных помех. Эти помехи накладываются на радиосигнал, образуя с ним аддитивную сумму на входе УПОС.

Рассмотрим классификацию аддитивных помех радиоприему по ряду признаков. Целесообразно различать два широких диапазона радиочастот: диапазон умеренно высоких частот и диапазон сверхвысоких частот. Граница между этими диапазонами расположена в области метровых волн (примерно 30 МГц).

По месту возникновения помехи делятся на внутренние и внешние. К внутренним относятся внутренний (тепловой) шум приемника, а также паразитные сигналы, возникающие из-за неидеальности конструкции приемника (наводки по цепям питания, фон переменного тока и др.). Внешние помехи бывают естественными и искусственными. К естественным относятся атмосферные помехи и космические шумы, к искусственным – промышленные помехи и помехи от мешающих радиостанций. В сложных радиосистемах помехи по месту возникновения делят на внутрисистемные (шумы квантования, переходные межканальные помехи, внеполосные и побочные излучения передатчиков данной системы, излучения гетеродинов, коммутационные и контактные помехи и др.) и внесистемные, которые создаются источниками, не принадлежащими данной радиосистеме.

По характеру излучения помехи делят на непрерывные и импульсные, детерминированные и случайные, стационарные и нестационарные.

Обычно в каждом конкретном случае на УПОС действует сравнительно небольшое число различных видов помех, которые следует учитывать при его проектировании.

В диапазоне умеренно высоких частот наиболее существенно проявляются атмосферные и промышленные помехи. Эти помехи весьма интенсивны и действуют практически всегда. Источником атмосферных помех являются грозовые разряды, которые наводят в приемной антенне напряжение в виде затухающих колебаний длительностью около 0.1...3 мс. Спектральная плотность таких помех убывает с частотой. В среднем в атмосфере Земли каждую секунду происходит более 100 сильных грозовых разрядов, создающих электромагнитные колебания, распространяющиеся на десятки тысяч километров. Установлено, что мешающее действие атмосферных помех в основном сказывается в диапазоне умеренно высоких частот, а на частотах выше 30 МГц их действием можно пренебречь.

Основные источники промышленных помех – это устройства, работа которых сопровождается искрообразованием (электромашины, системы зажигания двигателей внутреннего сгорания и т.п.). Действие таких помех усиливается тем, что помеху излучает не только источник, но и различные соединительные провода, которые могут стать передающими антеннами. Из-за импульсного характера помехи ее спектральная плотность уменьшается с ростом частоты, и на частотах выше 30 МГц действием промышленных помех можно пренебречь.

Помехи от мешающих радиостанций возникают из-за нарушения регламента распределения рабочих частот между радиостанциями, недостаточной стабильности частот и плохой фильтрации гармоник сигнала передатчика, а также из-за нелинейных явлений в приемном тракте (перекрестная модуляция и интермодуляционные помехи при приеме АМ-сигналов). В диапазоне дециметровых волн мешающие радиостанции являются основными источниками помех, определяющими качество работы систем радиосвязи. Нередки случаи, когда в полосе пропускания приемника существуют одновременно сигналы от десяти и более радиостанций.

Космические шумы обусловлены радиоизлучением Солнца и других небесных тел. В пределах диапазона радиоволн напряженность поля космических шумов практически линейно уменьшается с ростом частоты.

Внутренний шум приемника, определяемый хаотическим движением носителей заряда в элементах самого приемника, сказывается в основном в диапазоне СВЧ.

Для борьбы с вредным влиянием помех большое значение имеет знание временных и спектральных характеристик помех. В зависимости от этих характеристик различают *квазигармонические, импульсные и флуктуационные помехи.*

Квазигармоническая (или сосредоточенная по частоте) помеха представляет собой гармоническое колебание со сравнительно медленно изменяющимися амплитудой и фазой. Ширина спектра помехи мала по сравнению с его средней частотой.

Импульсная помеха – это либо одиночный импульс, либо последовательность импульсов. Длительность каждого импульса мала по сравнению с длительностью переходного процесса в селективных цепях приемника.

Длительность интервала между соседними импульсами велика по сравнению с длительностью переходного процесса. При этом напряжение помехи в приемнике от одного импульса затухает практически полностью к моменту поступления следующего импульса.

Флуктуационная помеха представляет собой случайную последовательность импульсов, следующих друг за другом с интервалами, много меньшими длительности переходного процесса в приемнике. При этом переходные процессы от отдельных импульсов суммируются, образуя случайный процесс непрерывного типа.

Отношение сигнал-помеха на входе УПОС можно увеличить следующими путями: применением пространственной и поляризационной селекции (ослабление помех достигается за счет направленных свойств антенны и согласования по поляризации принимаемой электромагнитной волны с антенной); размещением приемного оборудования на радиостанциях, удаленных от городов и других объектов, содержащих большое число источников промышленных помех; ослаблением промышленных помех в местах их возникновения.

Для повышения помехоустойчивости УПОС необходимо:

- увеличивать селективность (частотную, поляризационную, временную, амплитудную и т.п.);
- уменьшать внутренние шумы;
- улучшать линейность приемного тракта (при этом ослабляются нелинейные явления, вызывающие усиление действия помех);
- применять специальные устройства защиты от помех и обработки смеси сигнала и помех для выделения сигнала путем максимального использования особенностей сигнала и помех и различий между ними.

Один из способов увеличения помехоустойчивости УПОС – это проектирование адаптивных радиолиний. В них недостаток априорных сведений о помехах восполняется путем анализа помеховой обстановки и получения при этом дополнительной информации, используемой для оптимального управления приемником и передатчиком. Радиоресурсы расходуются при этом наиболее экономично. Создание адаптивных радиолиний достигается ценой материальных и временных затрат на анализ текущего состояния канала и его прогнозирование, поиск решения и его реализацию.

ВОПРОС №40. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Современные приемники импульсных сигналов строятся по супергетеродинному типу. Обобщенная структурная схема импульсного приемника (рисунок 40.1) состоит из двух частей: широкополосной линейной части (ШЛЧП) и оптимального обнаружителя или измерителя (ОИ). В широкополосной части линейного тракта производится предварительная фильтрация сигнала и его усиление до уровня, необходимого для качественной работы обнаружителя или измерителя. ОИ может содержать как линейные, так и нелинейные устройства обработки сигнала.

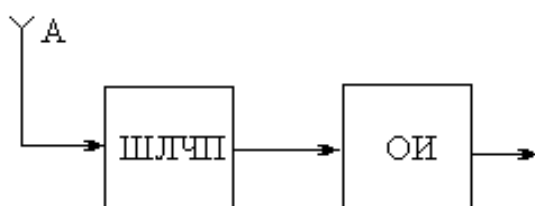


Рисунок 40.1 – Обобщенная структурная схема приемника импульсных сигналов

Рассмотрим некоторые структурные схемы радиолокационных приемников (РЛП) импульсных сигналов.

В импульсных радиолокационных станциях (РЛС) (рисунок 40.2) передатчик излучает в направлении объекта короткие СВЧ-радиоимпульсы, которые после отражения от объекта поступают на вход приемника с временным сдвигом $\Delta t = \frac{2R}{c}$, где R – расстояние до объекта; c – скорость света. По

значению Δt можно судить о расстоянии R до объекта; узкополосная диаграмма направленности антенны РЛС позволяет определять угловое направление на объект. Система синхронизации (СС) вырабатывает синхроимпульсы (СИ), которые вызывают срабатывание импульсного модулятора (ИМ). Импульсы со стабильным периодом повторения $T_{и}$ от ИМ запускают мощный импульсный передатчик (П), генерирующий короткие радиоимпульсы. Эти радиоимпульсы через антенный переключатель (АП), осуществляющий автоматическое переключение антенны с передачи на прием и обратно, и обеспечивающий защиту входа приемника от больших уровней импульсного сигнала на выходе передатчика, излучаются в пространство в направлении объекта. Отраженный от объекта радиоимпульс принимается антенной и через АП передается на вход РЛП. Поскольку передаваемые и принимаемые радиоимпульсы разнесены во времени, в РЛС можно использовать общую антенну для передатчика и приемника. Сигнал с выхода АП усиливается малошумящим УРЧ, преобразуется в ПрЧ в сигнал промежуточной частоты, детектиру-

ется в детекторе радиоимпульсов (ДР), усиливается видеоусилителем (ВУ) и подается на устройство индикации (УИ), работа которого синхронизируется от СС. В УИ регистрируется время Δt между переданным и принятым импульсами. В качестве УИ обычно используют электронно-лучевую трубку. Для автоподстройки частоты гетеродина (Г) применяют двухканальную АПЧ. В приемнике РЛС по схеме на рисунке 40.2 предусмотрена обычная программная и быстродействующая АРУ.

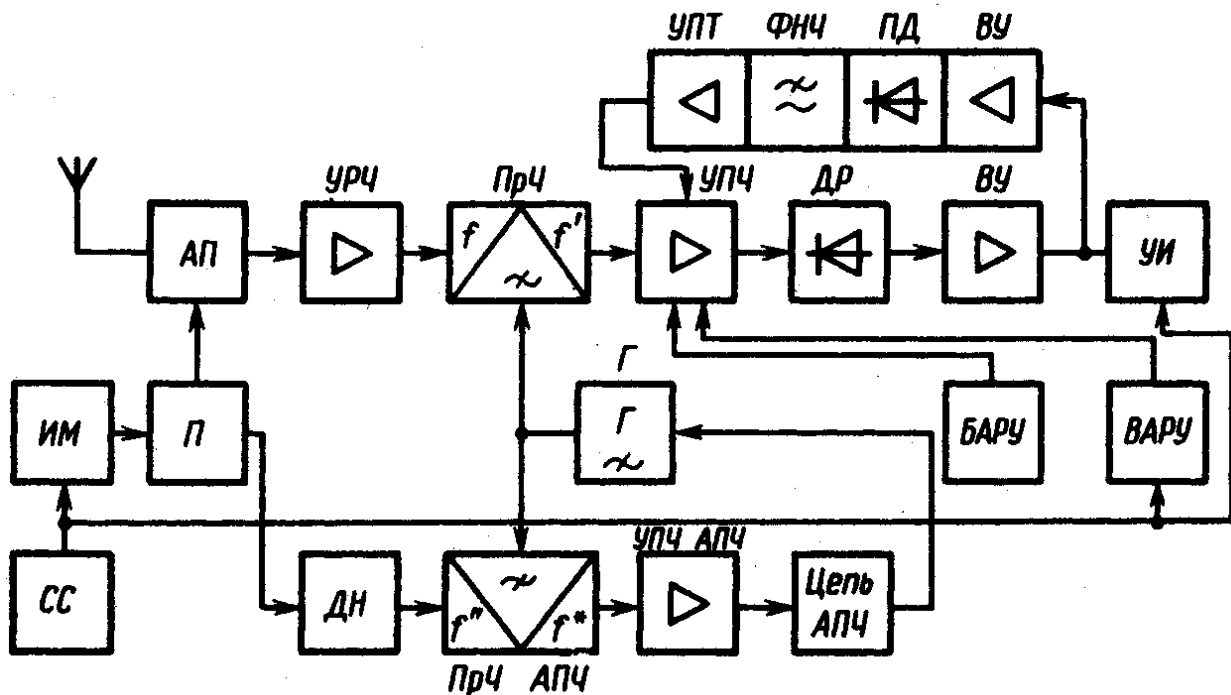


Рисунок 40.2 – Приемник импульсной радиолокационной станции

В импульсных РЛС система селекции движущихся целей (СДЦ) предназначена для регистрации слабых сигналов, отраженных от движущихся целей, при мешающем влиянии отражений от местных предметов (облаков, земной поверхности и т.д.).

Передатчик РЛС (рисунок 40.3) последовательно во времени излучает ВЧ-импульсы. Часть излучаемой передатчиком мощности, например с помощью направленного ответвителя, отводится на ПрЧ2, в котором это напряжение смешивается с сигналом стабилизированного опорного генератора (ОГ). Напряжение с выхода ПрЧ2 используется для фазовой синхронизации когерентного гетеродина (КГ). Излучаемые импульсы отражаются от движущегося и неподвижного объектов. Отражение последующего ВЧ-импульса от неподвижного объекта происходит через то же время, что и для предыдущего импульса; однако отражение последующего импульса от движущегося объекта произойдет через другой интервал времени. Разница во времени поступления предыдущего и последующего импульсов несет в себе информацию о скорости движения объекта, которую можно оценить в фазовом детекторе (ФД) по сдвигу фаз $\Delta\phi$, отраженного от объекта и опорного сигнала гетеро-

дина (КГ). На время передачи очередного импульса информация о разности фаз хранится в линии задержки (ЛЗ), при приеме очередного импульса хранимое в ЛЗ значение $\Delta\varphi$ для предыдущего импульса вычитается в устройстве вычитания (УВ) из значения $\Delta\varphi$ для принимаемого импульса. Сигнал на выходе УВ появляется только в том случае, если значение $\Delta\varphi$ изменилось, т.е. при отражении сигнала от движущегося объекта.

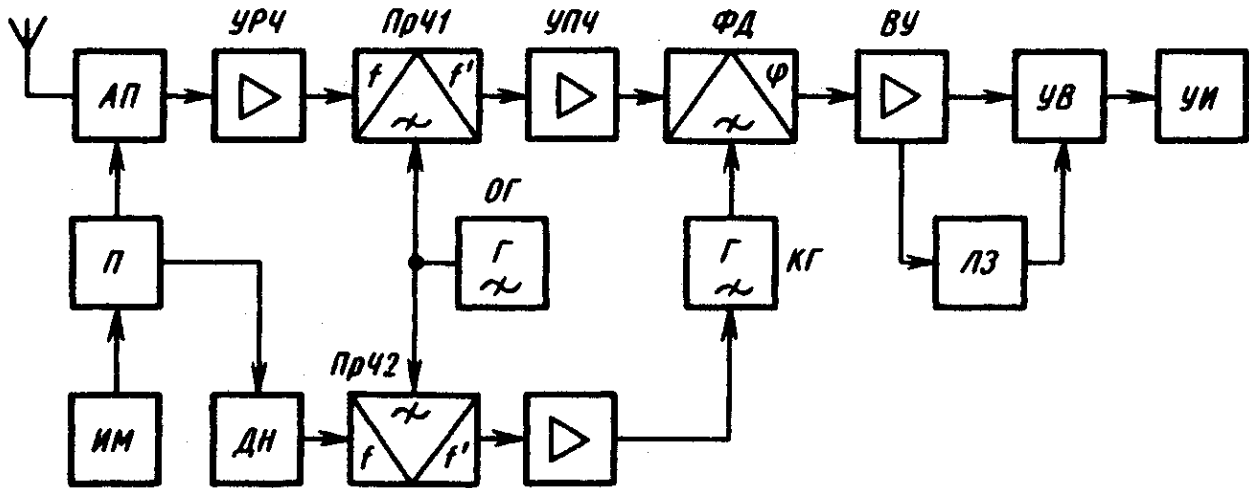


Рисунок 40.3 – Приемник с селекцией движущихся целей

Для увеличения дальности РЛС приходится длительность излучаемого импульса $\tau_{и}$ выбирать большей, что затрудняет подавление прямого прохождения излучаемого ВЧ-импульса на вход приемника и усложняет обеспечение требуемого разрешения по дальности. Чтобы рост $\tau_{и}$ не влиял на разрешение РЛС по дальности, необходимо использовать ВЧ-импульсы с широким спектром. Обычно применяют линейную частотную модуляцию, либо фазовую манипуляцию. Таким образом, передатчик РЛС излучает импульсы большой длительности, а на выходе линейной части РЛП получают отраженные импульсы малой длительности, т.е. обеспечивается сжатие отраженных импульсов. Структурная схема РЛС со сжатием импульсов при линейной частотной модуляции показана на рисунке 40.4. Частотный модулятор (ЧМ) изменяет частоту заполнения ВЧ-импульсов на выходе передатчика (П). Отраженные от объекта импульсы длительностью $\tau_{и1}$ усиливаются в УРЧ, преобразуются в ПрЧ, усиливаются в УПЧ и проходят через устройство сжатия (УС), в котором скорость распространения сигналов увеличивается с повышением частоты (составляющие импульсного сигнала с более высокими частотам ускоряются, а с более низкими частотами у переднего фронта импульса замедляются). На выходе УС действует импульс с постоянной частотой заполнения и длительностью $\tau_{и2} < \tau_{и1}$. Коэффициент сжатия $q_{сж} = \frac{\tau_1}{\tau_2}$ может достигать 10...100.

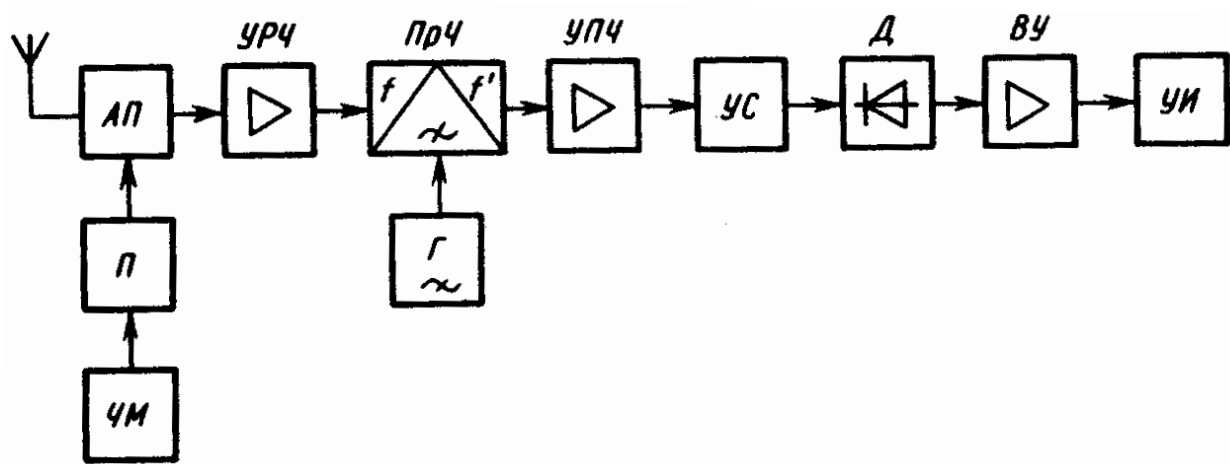


Рисунок 40.4 – Приемник радиоимпульсов с линейной частотной модуляцией

ВОПРОС №41. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Задача эффективного приема непрерывных радиосигналов состоит в определении не только требуемой мощности полезного сигнала на входе радиоприемного устройства P_C , но и отношения этой мощности к мощности помехи $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}}$ для получения требуемого отношения на выходе $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{КОН}}$ или обеспечения иного критерия. Данная задача решается с помощью радиоприемного устройства, структурная схема которого представлена на рисунке 41.1.

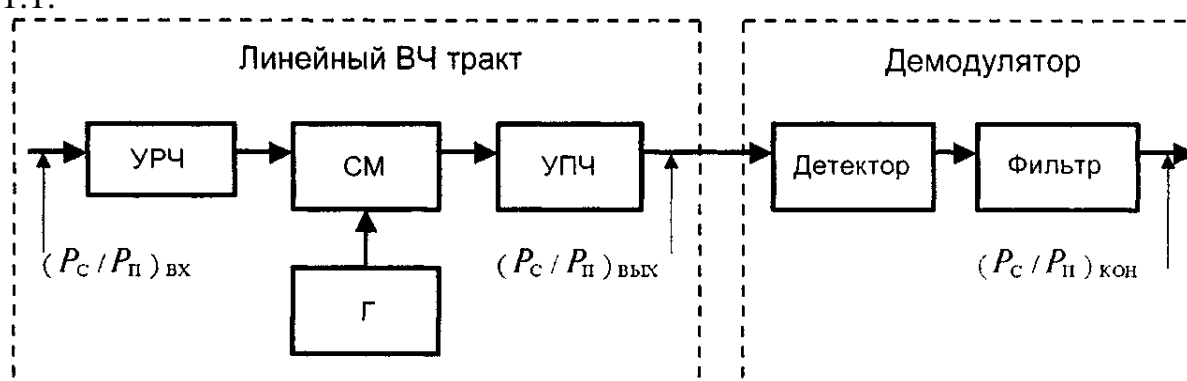


Рисунок 41.1 – Структурная схема приемника непрерывных сигналов

Схема разбита на две основные части: линейный ВЧ тракт и демодулятор (детектор). В состав линейного ВЧ тракта входят: усилитель принятого радиосигнала (УРЧ), смеситель (СМ), гетеродин (Г) и усилитель сигнала промежуточной частоты (УПЧ).

В линейном тракте происходит усиление сигнала по мощности от $P_{C, \text{ВХ}}$ до $P_{C, \text{ВЫХ}}$. Значение $P_{C, \text{ВХ}}$ определяется мощностью сигнала, приходящего на вход радиоприемника от антенны, $P_{C, \text{ВЫХ}}$ – требуемой мощностью для нормальной работы детектора. Отношение $K_P = P_{C, \text{ВЫХ}}/P_{C, \text{ВХ}}$ – есть коэффициент усиления линейного тракта по мощности, его значение может достигать больших величин – вплоть до 100...120 дБ, т.е. 10^{10} ... 10^{12} раз по мощности.

Второй параметр, характеризующий линейный тракт, есть коэффициент шума $K_{\text{Ш}} = \frac{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВХ}}}{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВЫХ}}}$ при стандартном источнике шума. Поскольку в радиоприемнике к внешним шумам всегда прибавляются внутренние, то $K_{\text{Ш}} > 1$. Чем меньше значение $K_{\text{Ш}}$, тем более качественным является радиоприемник.

Третьим параметром является полоса пропускания линейного тракта $\Pi_{\text{ЛТ}}$, определяемая шириной спектра принятого радиосигнала.

Помимо трех названных, есть еще ряд параметров, характеризующих работу радиоприемника. К ним, в первую очередь, относится избирательность

по соседнему и побочным каналам, т.е. возможное исключение приема сигнала на всех частотах, кроме частоты несущей.

В линейном тракте помимо усиления сигнала по мощности происходит также преобразование его частоты, как правило, в сторону уменьшения. Два сигнала – пришедший с антенны с частотой f_C и предварительно усиленный каскадами УРЧ и сигнал гетеродина (Γ) с частотой f_Γ – подаются на смеситель (СМ). В результате взаимодействия двух сигналов на выходе смесителя образуется комбинационный спектр частот, из которого с помощью полосового фильтра выделяется разностная (промежуточная) частота, равная $f_{\text{ПР}} = f_C - f_\Gamma$ или $f_{\text{ПР}} = f_\Gamma - f_C$. Значение $f_{\text{ПР}}$ выбирается из необходимости подавления с помощью УРЧ так называемого зеркального канала, отстоящего от принимаемой частоты на величину, равную $2f_{\text{ПР}}$. Полосовые фильтры выполняются на LC-элементах, широкое применение имеют также фильтры на механических колебаниях (электромеханические, акустические и др.).

Назначение демодулятора состоит в извлечении сообщения из принятого радиосигнала и получении требуемого отношения мощностей сигнала и помехи на его выходе $(P_C/P_\Pi)_{\text{КОН}}$ или обеспечении иного критерия при заданном отношении мощностей тех же сигналов на входе. Качество работы демодулятора определяет коэффициент обработки аналогового сигнала:

$$K_{\text{ОБР}} = \frac{(P_C/P_\Pi)_{\text{КОН}}}{(P_C/P_\Pi)_{\text{ВЫХ}}}. \quad (41.1)$$

В простом варианте демодулятор включает детектор и фильтр нижних частот.

Приемники АМ-сигналов выполняются по типовой схеме (рисунок 41.1). Приемники АМ-сигналов применяются на частотах ниже 30 МГц.

В качестве демодулятора применяется амплитудный детектор на нелинейном элементе (реже – синхронный детектор). Приемник при необходимости снабжается устройствами автоподстройки частоты гетеродина (АПЧ) и автоматической регулировкой усиления (АРУ).

Ширину спектра принимаемого АМ-сигнала определяют из условия:

$$P_C = 2F_{\text{max}},$$

где F_{max} – максимальная частота спектра управляющих сигналов.

Полосу пропускания линейного тракта с учетом дестабилизирующих факторов выбирают из условия:

$$P_{\text{ЛТ}} = 1.1P_C.$$

Детекторы АМ-сигналов реализуются на полупроводниковых диодах или транзисторах (см. вопрос №36). Диодные детекторы обладают малыми нелинейными искажениями, но обладают низкими коэффициентами передачи ($K_D < 1$). В бортовых и переносных РПУ применяют транзисторные детекторы.

Сигналы с ЧМ широко используются для передачи сигналов на частотах выше 30 МГц.

В приемниках ЧМ-сигналов демодулятором служит частотный детектор (ЧД). Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании сигнала с частотной модуляцией в линейной системе в колебания с другим видом модуляции. В последующем осуществляется детектирование преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью [см. вопрос №36].

Ширину спектра ЧМ-сигнала принимают равной:

$$П_C = 2F_{\max} (1 + m_{\text{ч}} + \sqrt{m_{\text{ч}}}) ,$$

где $m_{\text{ч}} = \frac{\Delta f_{m\text{ч}}}{F_{\max}}$ - индекс модуляции; $\Delta f_{m\text{ч}}$ - максимальная девиация частоты сигнала; F_{\max} - максимальная частота модуляции сигнала.

Для подстройки частоты гетеродина применяется автоматическая подстройка частоты.

Проведем сравнение эффективности обработки сигналов в АМ и ЧМ приемниках. Амплитудный детектор АМ-сигналов дает коэффициент обработки:

$$K_{\text{ОБР}} = \frac{(P_C/P_{\Pi})_{\text{КОН}}}{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВЫХ}}} = \frac{m_{\text{АМ}}^2}{1 + m_{\text{АМ}}^2} ,$$

где $m_{\text{АМ}}$ - коэффициент амплитудной модуляции.

После частотного детектора имеем:

$$K_{\text{ОБР}} = \frac{(P_C/P_{\Pi})_{\text{КОН}}}{(P_C/P_{\Pi})_{\text{ВЫХ}}} = 3m_{\text{ч}}^2 .$$

Так как $m_{\text{АМ}}$ всегда меньше единицы (в практических системах $m_{\text{АМ}} = 0.3 \dots 0.5$), то даже при $m_{\text{ч}} = 1$ (узкополосный ЧМ-сигнал) детекторы ЧМ-сигналов дают больший коэффициент обработки.

На рисунке 41.2 приведены графики качественных зависимостей $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{КОН}}$ от $\alpha^2 = \left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВЫХ}}$, снятые экспериментально при приеме сигналов с ЧМ. Из рисунка видно, что применение ЧМ дает выигрыш $K_{\text{ОБР}}$, который зависит от значения величины α .

При больших величинах α^2 (помеха относительно слаба) отношение $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{КОН}}$ на выходе приемника ЧМ увеличивается по сравнению с приемником АМ, и это увеличение тем больше, чем больше индекс частотной модуляции $m_{\text{ч}}$.

В случае больших по мощности помех (малых α^2) отношение $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{КОН}}$ резко падает и выигрыш по сравнению с АМ отсутствует. Это явление полу-

чило название порогового эффекта, а значение $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{ВЫХ}}$, при котором наступает пороговый эффект – порогом помехоустойчивости приема. Наличие порогового эффекта является существенным недостатком систем с ЧМ, поскольку при соотношениях $\left(\frac{P_c}{P_n}\right)_{\text{ВЫХ}}$, меньших порогового значения, прием сигналов невозможен.

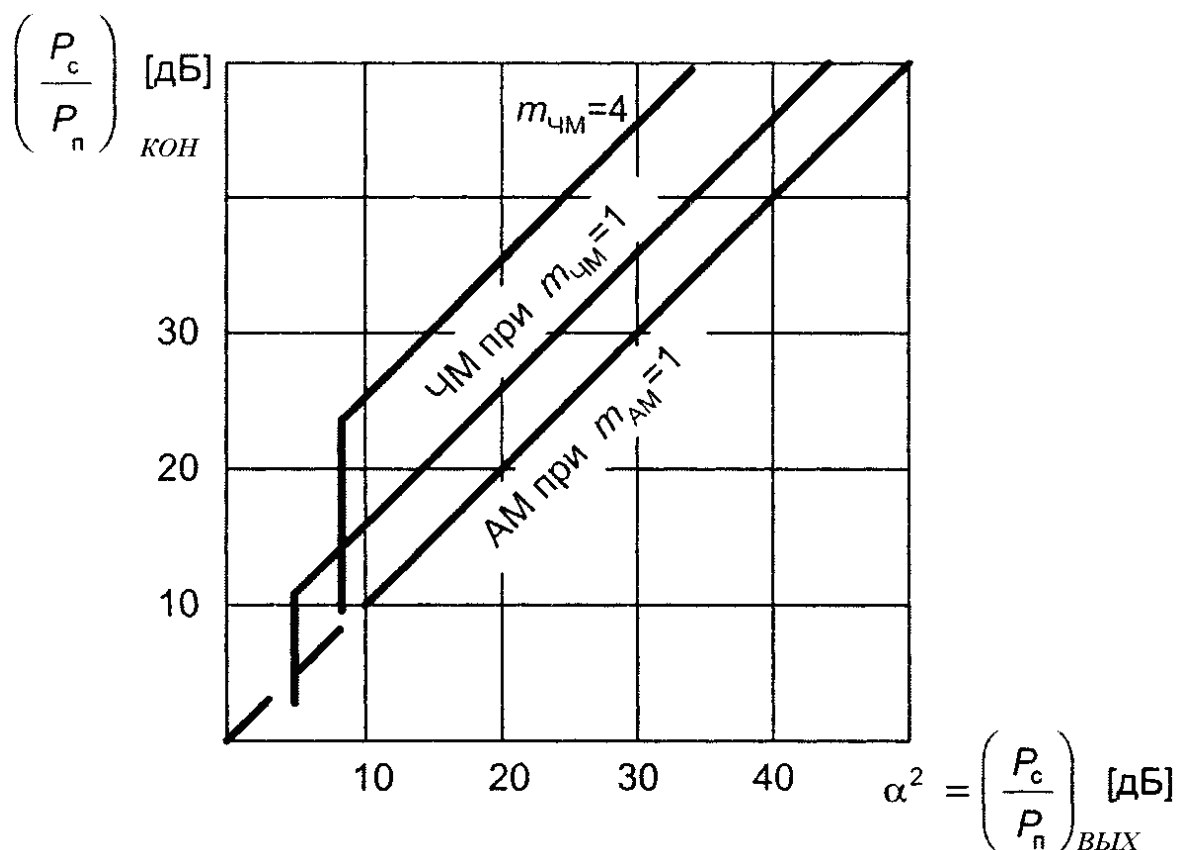


Рисунок 41.2 – Пороговый эффект при приеме ЧМ-сигналов

Необходимо отметить, что при малых индексах модуляции выигрыш, хотя и меньший по абсолютной величине, сохраняется при значительно более высоком уровне помех, чем в случаях больших индексов модуляции.

Этим объясняется широкое применение узкополосной ЧМ в военной радиосвязи, так как обычными являются условия связи при большом уровне помех (особенно в верхней части ВЧ диапазона).

Таким образом, при проектировании систем связи с ЧМ возникает противоречие: для повышения выигрыша помехоустойчивости приема индекс $m_{\text{ЧМ}}$ необходимо увеличивать, а для снижения порога помехоустойчивости – уменьшать.

ВОПРОС №42. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Радиоприемные устройства дискретных сигналов используются в частности в радиотелеграфии. Эти приемники предназначены для приема дискретных сигналов, имеющих ограниченное число значений. К таким сигналам можно отнести двоичные сигналы, которые могут принимать одно из двух значений: нуль или единицу, быть отрицательными или положительными. Отличительной особенностью радиотелеграфной передачи является кодирование сообщения. Каждый отдельный передаваемый символ (буква алфавита, цифра или знак) имеет свою кодовую комбинацию элементарных сигналов. Длительность одной посылки (или паузы) равна τ . Под *скоростью телеграфной передачи* v_M понимают число элементарных сигналов, передаваемых в 1 с, т.е. $v_M = \frac{1}{\tau}$. За единицу скорости принят один бод, соответствующий передаче одного элементарного сигнала в 1 с. Для передачи по каналу связи закодированное сообщение преобразуется в ВЧ сигнал путем манипуляции колебаний передатчика. Различают амплитудную, частотную и фазовую манипуляции.

В радиотелеграфии различают следующие сигналы:

1. Амплитудно-манипулированный сигнал с пассивной паузой:

$$U_{C1} = U \sin \omega_c t \text{ при } 0 \leq t \leq T, \text{ если передается «1»};$$

$$U_{C0} = 0, \text{ если передается «0»}.$$

2. Частотно-манипулированный сигнал:

$$U_{C1} = U \sin \omega_1 t \text{ при } 0 \leq t \leq T, \text{ если передается «1»};$$

$$U_{C0} = U \sin \omega_2 t, \text{ если передается «0»}.$$

3. Фазоманипулированные сигналы:

$$U_{C1} = U \sin \omega_c t, \text{ при } 0 \leq t \leq T, \text{ если передается «1»};$$

$$U_{C0} = U \sin(\omega_c t + \pi), \text{ если передается «0»}.$$

Основная особенность двоично-манипулированных сигналов является широкая полоса спектра.

Обобщенная структурная схема приема двоичных дискретных сигналов представлена в виде двух основных блоков (рисунок 42): линейной части приемника (ЛЧП) и демодулятора (ДМ). В ЛЧП смесь принимаемого сигнала с шумом переносится в удобный для обработки диапазон частот и предварительно фильтруется. Предполагается, что эти преобразования не влияют на относительные уровни сигнала и шума, их форму и статистику. Там же реализуется требуемая избирательность по различным каналам приема и производится усиление сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы демодулятора. В ЛЧП обычно используются целесообразные для качественного приема системы автоматические регулировки усиления и частоты.

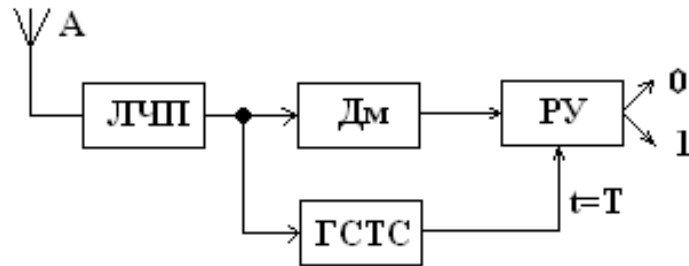


Рисунок 42 – Структурная схема приемника дискретных сигналов

Демодулятор преобразует последовательность высокочастотных сигналов в видеосигналы, которые подаются на решающее устройство РУ (регенератор). Последнее принимает решение о том, какой из известных символов был передан в течение данного интервала времени T . Для фиксации тактовых интервалов в схеме приемника применяется генератор сигналов тактовой синхронизации (ГСТС).

Для более эффективного использования радиооборудования и для увеличения пропускной способности используется *уплотнение радиотелеграфных линий*. Наибольшее распространение нашли временное и частотное уплотнение.

ВОПРОС №43. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

В зависимости от способа передачи информации различают два вида цифровых РПУ (ЦРПУ): для приема дискретных сигналов; для приема аналоговых сигналов с последующим преобразованием их в приемном тракте в цифровую форму.

ЦРПУ второго вида входят в состав системы передачи информации, уступающей по характеристикам цифровой системе. Очевидно, в этом случае в состав радиоприемного тракта необходимо ввести специализированный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), в котором и осуществляется переход от аналогового сигнала к цифровому. Если потребитель информации адаптирован к аналоговой ее форме, то сигнал с выхода РПУ должен поступать на обратный цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Так как цифровая обработка требует достаточно больших уровней сигналов, в обоих видах приемников необходимо усиление принятого сигнала. Эта функция РПУ совмещается с функцией предварительной избирательности, обеспечивающей подавление части внеполосных помех, и сосредоточивается в *аналоговой части приемного тракта* (АЧПТ).

На практике в ряде случаев характеристики АЧПТ оказываются недостаточными для качественной работы цифровых устройств, в том числе АЦП. Тогда в состав АЧПТ вводят преобразователь частоты, а цифровую обработку сигнала начинают в тракте промежуточной частоты. Таким образом, в ЦРПУ может входить лишь часть функциональных блоков РПУ для чисто цифровых систем передачи информации.

В современной технике радиоприема освоены некоторые виды цифровой обработки информации. Условно их можно разделить на две группы. К первой относится цифровая обработка, осуществляемая непосредственно с помощью ЭЦВМ. Входные и выходные сигналы в этом случае являются цифровыми. Известны алгоритмы подобной обработки с целью фильтрации, демодуляции, подавления помех, улучшения отношения сигнал-шум и т.д.

Широкое внедрение таких методов в ряде областей радиотехники не всегда возможно из-за недостаточного быстродействия современных ЭЦВМ. Поэтому в ЦРПУ используется комбинация аппаратурных и вычислительных методов обработки цифровых сигналов.

Если не применять принцип супергетеродинного приема, то структуру ЦРПУ можно упростить, а именно: в ней исключается СЧ, а цифровой фильтр настраивается на частоту канала, выделяемого в полосе АЧПТ.

Использование структуры ЦРПУ позволяет успешно реализовать новые принципы радиоприема: *многоканальный прием с помощью одиночного приемного комплекта*, а также *комплексирование нескольких ЦРПУ в одну приемную систему*. Так, если циклически перестраивать цифровой фильтр (ЦФ),

то на выходе цифрового демодулятора будут последовательно появляться сигналы всех каналов, лежащих в полосе пропускания АЧПТ.

На рисунке 43 представлена структура ЦРПУ, функции которого могут быть расширены на случай многовходового использования.

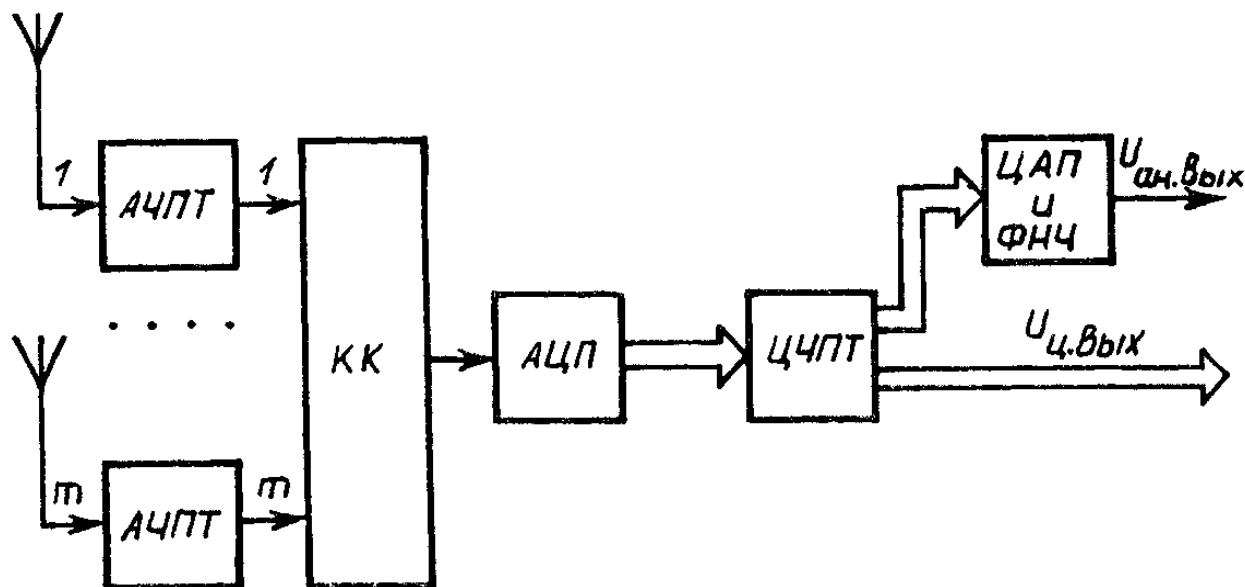


Рисунок 43 – Многовходовая радиоприемная система

Как следует из рисунка, структура содержит m АЧПТ, каждая из которых работает от своей антенны. Это позволяет реализовать приемную систему, пригодную для целей частотной, пространственной или поляризационной адаптации, когда каждый из РПУ принимает свой сигнал, участвующий далее в сложном процессе обработки информации по заданному алгоритму. Выходы АЧПТ через кольцевой коммутатор (КК) подключаются на вход АЦП, а далее цифровой сигнал подается на ЦЧПТ (цифровую часть приемного тракта), заканчивающуюся двумя выходами: аналоговым и цифровым.

Переход к передаче и обработке сигналов в цифровой форме имеет преимущества, заключающиеся в малых искажениях сигнала и, следовательно, высоком качестве воспроизведения информации, возможности построения трактов передачи информации на основе ограниченного набора унифицированных узлов и элементов, что обеспечивает их технологичность и надежность, доступности дополнительной обработки и отображения информации.

Таким образом, цифровые методы в технике радиоприема отражают новый качественный уровень развития радиотехники, позволяют реализовать такие характеристики РПУ, которые принципиально недостижимы в технике передачи информации в аналоговой форме, перейти к полностью интегрируемым устройствам и системам, резко усложнить тракт приема, существенно улучшив его характеристики при приемлемой стоимости и экономичности.

ВОПРОС №44. ВИДЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Радиолокация – отрасль радиоэлектроники, обеспечивающая получение сведений об объектах за счет приема и анализа радиоволн.

Как правило, существует четыре основных вида радиолокационного наблюдения:

1. Пассивное.
2. Активное однопозиционное.
3. Активное двухпозиционное.
4. Активное с активным ответом.

Первый вид (рисунок 44.1) связан непосредственно с приемом радиолокатором электромагнитных излучений естественного происхождения или от искусственных источников (электромагнитные колебания создаются элементами цели: нагретыми частями, радиотехническими устройствами связи, навигации, локации). В случае пассивной радиолокации цель электромагнитными колебаниями не облучается.

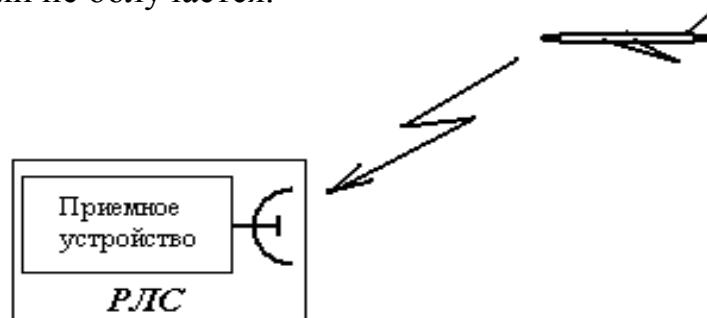


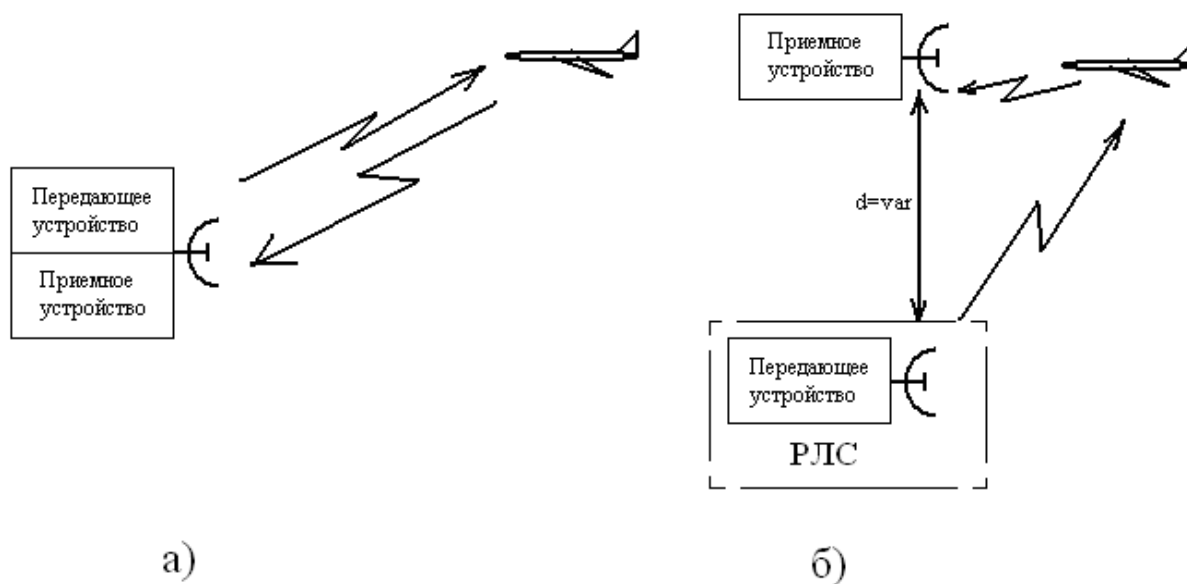
Рисунок 44.1 – Случай пассивной радиолокации

Активная радиолокация связана с излучением РЛС сигнала (заданного вида) и отражением излученного сигнала от цели (рисунок 44.2). Однопозиционная РЛС включает в себя передатчик и приемник (при этом система может работать на одну антенну – в случае импульсной РЛС, и на две антенны – в случае РЛС с непрерывным излучением). Двухпозиционная РЛС разделена на приемный и передающие пункты с заданным расстоянием между пунктами.

Активную радиолокацию с переизлучением называют радиолокацией с активным ответом (рисунок 44.3). Активный ответ находит широкое применение при радиолокации и опознавании своих объектов: самолетов, ракет, противоракет и искусственных спутников Земли (ИСЗ). При этом заметно увеличивается дальность радиолокационного (РЛ) наблюдения.

Явление вторичного излучения позволяет обнаружить цели, не являющиеся источниками собственных радиоизлучений или переизлучений.

Системы активной радиолокации могут быть совмещенными и разнесенными.



a – однопозиционная РЛС; *б* – двухпозиционная РЛС

Рисунок 44.2 – Активные РЛС

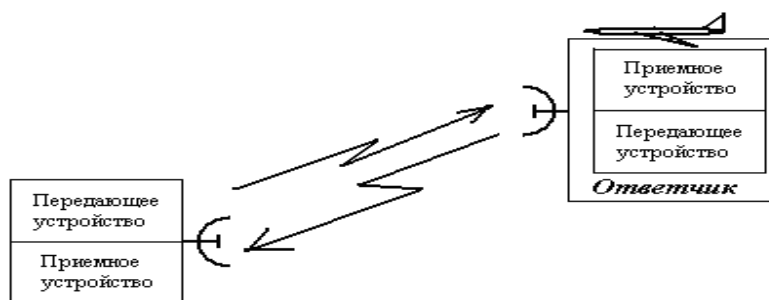


Рисунок 44.3 – Активная РЛС с активным ответом

При определении координат цели в любой радиолокационной системе используют определенные закономерности распространения радиоволн. Примем, что во всех точках пространства скорость распространения электромагнитной волны (ЭМВ) одинакова и равна c . При этом зондирующий и отраженный сигналы распространяются по прямолинейной траектории и без искажений своей формы. Для разнесенной системы:

$$t_3 = \frac{r_1 + r_2}{c},$$

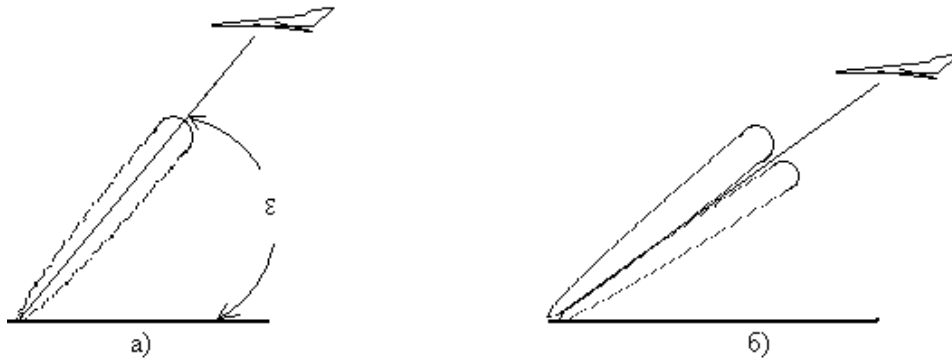
где r_1, r_2 – расстояния от цели до передающего и приемного пунктов.

Для совмещенной системы:

$$t_3 = \frac{2r}{c}.$$

Концентрация излучаемой энергии в каком-то одном направлении и направленный прием обеспечивают существенное увеличение дальности радиолокации. Появляется возможность измерять угловые координаты цели – азимут и угол места, например, по максимуму отраженного сигнала (рисунок

44.4, *a*) или по минимуму (рисунок 44.4, *б*) (метод максимума ДН или метод минимума ДН).



a – метод максимума ДН; *б* – метод минимума ДН
Рисунок 44.4 – Методы измерения угловых координат

ВОПРОС №45. ФАКТОРЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН, ВЛИЯЮЩИЕ НА ИЗМЕНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

По своему происхождению помехи могут быть естественными, взаимными и искусственными.

Естественными являются помехи природного происхождения. Например, естественные пассивные помехи образуются путем переотражения от гор, холмов, облаков и т.д. Естественные активные помехи создаются излучением Солнца и других внеземных источников.

Искусственные активные и пассивные помехи – это искусственно созданные излучения и конструкции для препятствия обнаружению РЛ целей.

По характеру воздействия помехи делятся на маскирующие и имитирующие. Маскирующие помехи создают фон, на котором трудно выделить сигнал, прикрываемый помехой. Имитирующие помехи создают ложные отметки от целей.

Влияние Земли на дальность действия радиолокатора связано в первую очередь с явлением **интерференции** радиоволн, распространяющихся между радиолокационной станцией и целью прямолинейно и путем отражения от поверхности Земли.

Дальность действия возрастает, если прямая и отраженная от Земли волны синфазны, и уменьшается, если эти волны противофазны.

При зеркальном отражении (морская поверхность, сантиметровые волны и метровые волны, гладкая земля) на малых углах места модуль коэффициента отражения $|p| = 1$, а его фаза $\varphi_p = 180^\circ$. Тогда при симметричной характеристике антенны и ее горизонтальном расположении над Землей $F(-\varepsilon) = F(\varepsilon)$. Таким образом, при зеркальном отражении дальность действия радиолокатора зависит от угла места цели и может быть как больше, так и меньше величины максимальной дальности r_{\max} . Наибольшее значение по дальности действия доходит до $2r_{\max}$, а наименьшее – до 0; последнее связано с тем, что модуль коэффициента отражения $|p| = 1$. Земля не оказывает влияния на дальность действия радиолокаторов, работающих узким, оторванным от Земли лучом.

Реальные условия распространения радиоволн в атмосфере (тропосфере и ионосфере) отличаются от условий распространения в свободном пространстве. Это сказывается на дальности действия радиолокатора и точности измерения координат. Влияние атмосферы на дальность радиолокации связано со следующими причинами:

- искривление траектории распространения;
- затухание радиоволн;
- изменение характера поляризации колебаний в ионосфере;

- тепловое излучение атмосферы, влияющее на относительную шумовую температуру антенны приемника при использовании квантовых и параметрических усилителей.

Искривление траектории (явление рефракции) вызывается изменением коэффициента преломления тропосферы и ионосферы, главным образом, по высоте. В тропосфере преломление обусловлено изменением давления p , температуры T и абсолютной влажности воздуха. Характер и величина рефракции зависят от вертикального градиента коэффициента преломления $\frac{dn}{dH}$ (n – коэффициент преломления). При $\frac{dn}{dH} > 0$ радиолуч отклоняется от прямой линии вверх (отрицательная рефракция), если $\frac{dn}{dH} < 0$, то радиолуч отклоняется вниз.

Атмосферная рефракция связана с тем, что атмосфера представляет собой неоднородную среду, в которой изменение диэлектрической проницаемости вызывают изменения коэффициента преломления. При этом различные участки волнового фронта будут перемещаться с различными скоростями.

Распространяясь в атмосфере, РЛ сигналы затухают, т.е. уменьшаются по амплитуде.

Причины затухания:

- поглощение ЭМВ газами атмосферы, гидрометеорами, частицами пыли и дыма;

- рассеяние электромагнитной энергии жидкими и твердыми частицами, которое ведет к уменьшению плотности потока мощности энергии, т.е. вызывают эффект поглощения энергии.

Убывание потока мощности ЭМВ с расстоянием происходит по экспоненциальному закону. Если мощность сигнала на входе приемника при отсутствии затухания $P_{\text{ПР.СВ}}$, то при наличии затухания:

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПР.СВ}} \cdot e^{-\Gamma},$$

где $e^{-\Gamma}$ – множитель ослабления; Γ – коэффициент суммарного затухания.

Величина множителя ослабления зависит от коэффициента затухания ЭМВ и меняется вдоль траектории РЛ луча:

$$\Gamma = 2 \int_0^R \alpha(R) dR,$$

где R – расстояние до цели; $\alpha(R)$ – коэффициент затухания на элементарном участке траектории луча.

Для областей однородной атмосферы с постоянным затуханием:

$$\Gamma = 2\alpha R.$$

Изменение поляризации принимаемых колебаний, имеющее место в ионосфере при радиолокации космических объектов, называется эффектом Фарадея в ионосфере и связано с влиянием магнитного поля Земли. Если радиолокатор излучает линейно поляризованную волну, ее можно представить в

виде суммы двух волн, поляризованных по кругу с противоположными направлениями вращения плоскости поляризации. За счет влияния магнитного поля Земли скорости распространения этих волн в ионосфере несколько отличаются друг от друга, поэтому на выходе из ионосферы одна из волн сдвинется по фазе относительно другой. Тогда плоскость поляризации результирующей линейно поляризованной волны займет положение, отличающееся на угол φ от исходного (рисунок 45).

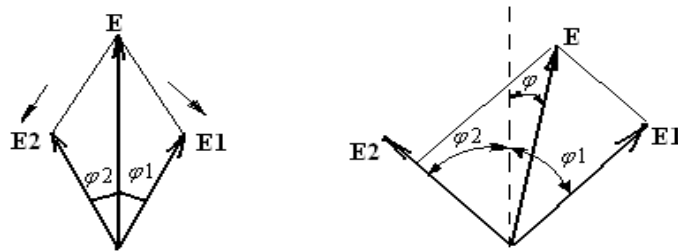


Рисунок 45 – Влияние магнитного поля Земли на поляризацию волны

Лепестковый характер ДН (боковые и основной лепестки) приводит, с одной стороны, к снижению КПД, с другой стороны – к увеличению помеховых составляющих, попадающих на вход приемника. Борьба с боковыми лепестками заключается в применении короткофокусных зеркал и облучателей с широкой ДН.

ВОПРОС №46. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНОЙ РЛС БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Импульсный метод радиолокации получил преимущественное распространение благодаря следующим своим достоинствам. Вследствие неодновременности импульсного приема и излучения наиболее просто решается проблема отделения слабых отраженных сигналов от мощных излучаемых. Прием ведется после прекращения работы передатчика, и в соответствие с этим передатчик не включается, пока не возвратятся сигналы от наиболее удаленных целей в зоне действия радиолокатора. Поэтому во многих случаях можно использовать *одну и ту же коммутируемую антенну на прием и передачу*. Для защиты приемника от мощных сигналов в момент излучения используются специальные схемы антенных переключателей. *Сравнительно просто реализуются оптимальные условия приема*, особенно для коротких радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции. Последнее оказалось особенно существенным в начальный период развития радиолокации, когда из-за нестабильности частоты приходилось использовать широкие полосы пропускания приемных устройств. Для коротких радиоимпульсов эти полосы были практически согласованы с сигналом.

Как правило, скважность импульсов велика, поэтому средние мощности могут быть в сотни или тысячи раз меньше импульсных. Тепловой режим деталей передатчика и источников питания определяется в основном средней мощностью и поэтому большие значения импульсной мощности можно получить при небольших габаритах радиопередающего устройства. Импульсная мощность современных радиолокаторов достигает десятков мегаватт, средняя – единиц и сотен киловатт. Однако, как уже указывалось, возможности дальнейшего увеличения импульсной мощности ограничены.

Основные узлы возможной блок-схемы импульсного радиолокатора показаны на функциональной схеме (рисунок 46.1).



Рисунок 46.1 – Функциональная схема импульсной РЛС

Разрешающая способность по угловой координате (направлению) – это минимальная разность углов (по азимуту или углу места) между направлени-

ями на две равноудаленные относительно РЛС цели, при которой еще возможно раздельное наблюдение сигналов от этих целей.

Чем меньше минимальное расстояние между двумя целями δr , тем лучше разрешающая способность.

В качестве условной меры разрешающей способности по времени можно принять значение $\Delta t = \tau_{и}$, при котором максимуму огибающей сигнала, отраженного от одной цели, соответствует нулевое значение огибающей от другой. Соответственно мерой разрешающей способности по дальности называют величину $\Delta r = \frac{c\tau_{и}}{2}$. Реальная разрешающая способность отличается от ме-

ры $\frac{c\tau_{и}}{2}$ и в общем случае зависит от степени искажения формы импульса в приемном канале, в индикаторе, а также от длительности счетных импульсов при цифровом съеме.

При цифровом съеме информации дальность до цели определяется путем подсчета числа стандартных импульсов M , следующих с достаточно высокой и стабильной частотой F_C , на интервале $t_3 = \frac{2r}{c}$. При этом:

$$M = t_3 F_C = \frac{2r}{c} F_C; \quad r = \frac{c}{2F_C} M,$$

где $\frac{c}{2F_C} = \Delta r$ – дискретность отсчета дальности.

Число M выдается в двоичном коде.

Вследствие перемещения диаграммы направленности антенны, отраженный сигнал состоит из ограниченного числа радиоимпульсов, образующих пачку (рисунок 46.2).

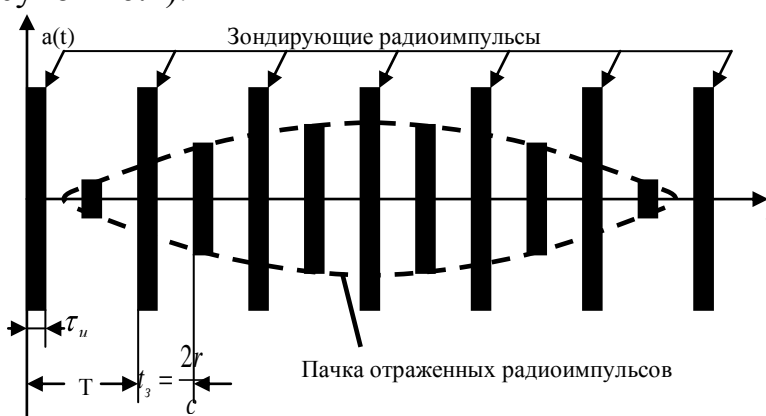


Рисунок 46.2 – Последовательность зондирующих и отраженных радиоимпульсов при вращающейся антенне

ВОПРОС №47. ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ

Эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели – это количественная мера отношения плотности мощности сигнала, рассеянного в направлении приемника, к плотности мощности радиолокационной волны, падающей на цель с учетом их векторных свойств. Векторная природа взаимодействия при рассеянии требует определения поляризации антенн передатчика и приемника относительно ориентации цели в трех измерениях. Еще одним параметром, который необходимо оговорить, прежде чем определять ЭПР некоторой цели всего лишь одной численной величиной, является рабочая частота РЛС. Таким образом, любое численное значение ЭПР справедливо только для конкретных целей, комбинации поляризаций, пространственного положения и частоты, для которой это значение и было определено. В большинстве случаев, представляющих практический интерес, ЭПР цели может меняться в достаточно широких пределах: на 20...30 дБ и более при сравнительно небольшом изменении любого из этих параметров.

Эффективная площадь рассеяния обычно определяется как параметр, не зависящий от дальности до цели. Это положение справедливо в условиях дальнего поля, т.е. если цель расположена от передающей антенны достаточно далеко, когда можно считать правильным допущение о том, что отраженная волна в окрестности приемной антенны является плоской. На практике обычно встречаются два эквивалентных определения ЭПР. Экспериментальное определение формулируется в терминах гипотетических радиолокационных передатчика и приемника; при этом цель рассматривается как связующий элемент между двумя антеннами. Теоретическое определение связывает падающее и рассеянное электромагнитные поля и используется главным образом при теоретических исследованиях ЭПР.

Экспериментальное определение ЭПР можно получить непосредственно из известного уравнения дальности радиолокации:

$$\sigma = (4\pi)^3 R^4 \frac{P_r}{P_t G^2 \lambda^2},$$

где P_t – мощность, подводимая радиолокационным передатчиком к его антенне; P_r – мощность, подводимая приемной антенной к ее нагрузке; R – расстояние от радиолокационной антенны до цели; λ – длина волны РЛС; G – коэффициент усиления передающей (приемной) антенны.

Таким образом, ЭПР имеет размерность площади. В настоящее время за единицу принят квадратный метр.

Следует отметить, что ЭПР цели в том виде, как она определена здесь, меньше «дифференциального поперечного сечения рассеяния» в 4 раза. Это различие обусловлено тем, что в физике рассеянная энергия рассматривается как равномерно распределенная по поверхности сферы единичного радиуса.

Теоретическое определение ЭПР дается несколько более компактным уравнением вида:

$$\sigma = 4\pi R^2 \lim_{R \rightarrow \infty} \left| \frac{E_S}{E_0} \right|^2,$$

где E_0 – величина электрической составляющей падающего электромагнитного поля; E_S – величина электрической составляющей рассеянного электромагнитного поля, замеренная гипотетическим наблюдателем; R – расстояние от цели до гипотетического наблюдателя.

В этой формуле предел введен лишь для того, чтобы показать, что расстояние от цели, на котором производится гипотетическое наблюдение, достаточно велико, и в рассеянном поле проявляется только зависимость R^{-1} . Эта зависимость приводит к сокращению коэффициента R^2 , который стоит множителем в выражении для рассеянного поля. В условиях свободного пространства, которое здесь подразумевается, отношение $\left| \frac{E_S}{E_0} \right|^2$ равно отношению плотностей мощности потока рассеянной и падающей волн.

Наиболее прямой способ получения сведений об ЭПР, необходимых для проектировщика, состоит в измерении радиолокационного отражения от самой цели или от точно выполненной её модели.

ВОПРОС №48. ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ И ХАРАКТЕРИСТИКИ, ЕЁ ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ

Радиолокационное наблюдение целей, т.е. их обнаружение, измерение параметров движения и оценка свойственных им физических характеристик, возможно, если мощность сигнала цели $P_{\text{ПР}}$ на входе приемника не меньше некоторого порогового уровня $P_{\text{ПРmin}}$. Величина $P_{\text{ПРmin}}$, характеризующая чувствительность приемника РЛС, зависит от вида и интенсивности помех на входе приемника, требуемой надежности обнаружения целей и точности измерения их координат и физических параметров, длительности принимаемого сигнала (времени облучения цели), способа приема и ряда других факторов.

Максимальная дальность до цели R_{max} , при которой еще выполняется условие $P_{\text{ПР}} \geq P_{\text{ПРmin}}$, называется дальностью радиолокационного наблюдения. Дальность R_{max} зависит как от чувствительности приемника $P_{\text{ПРmin}}$, так и от многих других факторов: мощности излучаемых сигналов, эффективной площади рассеяния цели, направленности антенны, затухания электромагнитных волн в атмосфере и т.д.

Для того чтобы установить основные зависимости, определяющие дальность радиолокационного наблюдения, рассмотрим простейший случай – обнаружение цели в свободном пространстве. Анализ будем вести, предполагая, что атмосфера однородна и отсутствует затухание электромагнитных волн.

Пусть в некоторой точке пространства на расстоянии R от радиолокационной станции находится цель с эффективной площадью рассеяния $\sigma_{\text{Ц}}$. Излучаемая передающей антенной РЛС электромагнитная волна, на достаточно большом удалении имеет сферический фронт, ограниченный пределами диаграммы направленности. На этом основании плотность потока мощности прямой электромагнитной волны у цели будет:

$$\Pi_1 = \frac{P_{\Sigma} D_{\text{ПРД}}}{4\pi R^2},$$

где P_{Σ} – мощность излучаемых колебаний; $D_{\text{ПРД}}$ – коэффициент направленного действия передающей антенны.

Плотность потока мощности отраженной волны в точке расположения приемной антенны РЛС:

$$\Pi_2 = \frac{P_{\Sigma} D_{\text{ПРД}} \sigma_{\text{Ц}}}{(4\pi)^2 R^4}.$$

Умножая величину Π_2 на эффективную площадь приемной антенны $A_{\text{ПР}}$, находим мощность отраженного сигнала, поступающего на вход согласованного приемника:

$$P_{\text{ПР}} = \Pi_2 A_{\text{ПР}} = \frac{P_{\Sigma} D_{\text{ПРД}} \sigma_{\text{Ц}} A_{\text{ПР}}}{(4\pi)^2 R^4}.$$

Из теории антенн известно, что между эффективной площадью антенны A и ее коэффициентом усиления по мощности $D_{\text{Э}}$ существует зависимость:

$$A = \frac{D_{\text{Э}} \lambda^2}{4\pi},$$

справедливая для любого направления в зоне излучения и в зоне приема рассматриваемой антенны. С учетом этой зависимости мощность принимаемого сигнала:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{P_{\Sigma} D_{\text{ПРД}} D_{\text{Э,ПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{Ц}}}{(4\pi)^3 R^4}.$$

Это выражение можно записать иначе, если учесть, что коэффициент направленного действия D и коэффициент усиления антенны $D_{\text{Э}}$ связаны соотношением:

$$D_{\text{Э}} = \eta_{\text{А}} D,$$

где $\eta_{\text{А}}$ – коэффициент полезного действия антенны.

Как правило, для радиолокационных антенн $\eta_{\text{А}} = 0.9 \dots 0.95$, и можно полагать, что $D_{\text{Э}} = D$. Тогда мощность принимаемого сигнала:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{P_{\Sigma} D_{\text{ПРД}} D_{\text{ПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{Ц}}}{(4\pi)^3 R^4}.$$

Максимальная дальность действия радиолокационной станции:

$$R_{\text{СВmax}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\Sigma}}{P_{\text{ПРmin}}} \frac{D_{\text{ПРД}} D_{\text{ПР}} \lambda^2 \sigma_{\text{Ц}}}{(4\pi)^3}}.$$

В импульсных РЛС для приема и передачи обычно используется одна и та же антенна, т.е. $D_{\text{ПРД}} = D_{\text{ПР}} = D$. Тогда:

$$R_{\text{СВmax}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\Sigma}}{P_{\text{ПРmin}}} \frac{D^2 \lambda^2 \sigma_{\text{Ц}}}{(4\pi)^3}}.$$

Если выразить D через эффективную площадь антенны, то получим выражение для уравнения дальности в другом виде:

$$R_{\text{СВmax}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\Sigma}}{P_{\text{ПРmin}}} \frac{A^2 \sigma_{\text{Ц}}}{4\pi \lambda^2}}.$$

Анализируя полученные выражения, можно сделать следующие выводы.

1. Дальность радиолокационного наблюдения довольно слабо увеличивается с ростом мощности излучения. Так, для увеличения дальности действия станции в два раза излучаемую мощность следует повысить в 16 раз.

2. Дальность радиолокационного наблюдения также сравнительно слабо зависит от чувствительности приемника. Повышение чувствительности

приемника (уменьшение $P_{\text{ПРmin}}$) по своему действию эквивалентно соответствующему росту мощности передатчика РЛС.

3. Дальность действия РЛС существенно зависит от направленности антенны. Так, например, для увеличения дальности радиолокационного наблюдения в два раза при прочих равных условиях требуется увеличить D только в четыре раза.

4. Довольно слабо на дальность радиолокационного наблюдения влияет изменение ЭПР цели. Вследствие этого разница в дальности обнаружения целей, заметно отличающихся по своим размерам, может быть сравнительно небольшой.

Полученные уравнения дальности могут быть использованы для оценки различных типов радиолокационных систем, так как при их выводе не было сделано никаких ограничивающих предположений относительно используемого метода работы.

Стремление увеличить дальность радиолокационного наблюдения приводит к использованию в приемных устройствах РЛС малошумящих параметрических и квантово-механических усилителей высокой частоты. При этом возрастает роль внешних флуктуационных шумов, поступающих из окружающего пространства, поскольку их мощность может быть соизмеримой с мощностью собственных шумов приемника. Таким образом, в случае расчета чувствительности радиолокационного приемника с малошумящим усилителем высокой частоты должно учитываться действие внешних шумов. Необходимо также принимать во внимание шумы, вносимые элементами фидерного тракта, соединяющего приемник с антенной.

ВОПРОС №49. ОСНОВНЫЕ СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ

Наиболее широкое распространение получили следующие статистические характеристики обнаружения:

1) $P_{П.О}$ – вероятность правильного обнаружения, т.е. вероятность принятия решения о наличии цели в зондируемом участке пространства при условии, что цель в этом участке есть.

2) $P_{Л.Т}$ – вероятность ложной тревоги, т.е. вероятность принятия решения о наличии цели при условии, что ее на самом деле в зондируемом участке пространства нет. Такое ошибочное решение становится возможным, когда превышение порогового значения сигнала происходит за счет шумовых выбросов.

3) $P_{П.Ц}$ – вероятность пропуска цели, т.е. вероятность принятия решения о превышении сигналом некоторого порога за счет шумовых выбросов, когда на самом деле на вход поступал и сигнал, и помеха. Такое ошибочное решение характерно для случая, когда мощности полезных сигналов близки к $P_{ПП\min}$.

4) $P_{П.Н}$ – вероятность правильного необнаружения, т.е. вероятность принятия решения о наличии только шума на входе приёмника, когда на самом деле цели в зондирующем участке не было.

При условии наличия цели:

$$P_{П.О} + P_{П.Ц} = 1.$$

При условии отсутствия цели:

$$P_{Л.Т} + P_{П.Н} = 1.$$

Кроме того, вводят среднеквадратические погрешности (т.е. дисперсии оценок) измерения координат: дальности σ_d ; угловых координат σ_α ; скорости σ_v ; а также δ_d , δ_α , δ_v – это разрешающие способности РЛС по соответствующим параметрам (дальность, угловые координаты, скорость) цели в условиях шумовых мешающих воздействий на входе приемника.

Статистическая неопределенность оценки параметров полезных РЛ сигналов на фоне шумов и помех выдвигает задачи оптимального разрешения сигнала, т.е. амплитуды, частоты и фазы этого сигнала, содержащего информацию о координатах объекта.

ВОПРОС №50. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ДЛЯ СИГНАЛА С ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Наиболее простой пример вычисления отношения правдоподобия относится к случаю, когда ожидаемый сигнал $x(t, \alpha)$ не имеет неизвестных параметров. Тогда при условии наличия сигнала и помехи принимаемое колебание $y(t)$ отличается от случайного колебания шума на известную функцию $x(t, \alpha)$:

$$y(t) = n(t) + x(t, \alpha).$$

Дискретные значения y_k , соответствующие этому колебанию, удовлетворяют равенствам:

$$y_k = n_k + x_k,$$

где x_k – известные величины (дискретные значения сигнала); $k = 1, 2, \dots$

Это значит, что наличие сигнала приводит к смещению распределения величин y_k по сравнению со случаем, когда действует одна помеха и $y_k = n_k$.

$$p_{\text{СП}}(y_1, y_2, \dots) = p_{\text{П}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots), \quad (50.1)$$

где $p_{\text{СП}}$ – плотность распределения сигнала с помехой; $p_{\text{П}}$ – плотность распределения помехи.

Таким образом, отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами может быть представлено в виде:

$$l \frac{Y}{\alpha} = \frac{p_{\text{П}}(y_1 - x_1, y_2 - x_2, \dots)}{p_{\text{П}}(y_1, y_2, \dots)}. \quad (50.2)$$

Найдем выражение для $l \frac{Y}{\alpha}$ для случая Гауссовой помехи (т.е. нормального распределения):

$$l \frac{Y}{\alpha} = \frac{e^{-\frac{y_1 - x_1}{N_0}^2 \Delta t} e^{-\frac{y_2 - x_2}{N_0}^2 \Delta t}}{e^{-\frac{y_1^2 \Delta t}{N_0}} e^{-\frac{y_2^2 \Delta t}{N_0}}} \dots$$

Преобразовав попарно дроби, получим:

$$l \frac{Y}{\alpha} = e^{-\frac{1}{N_0} \sum_k x_k^2 \Delta t} e^{\frac{2}{N_0} \sum_k x_k y_k \Delta t}. \quad (50.3)$$

Выражение (50.3) определяет искомое отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами и помехи в виде квазиглобального шума. Оно допускает простой предельный переход к случаю белого шума, когда $f_{\text{max}} \rightarrow \infty$, а $\Delta t \rightarrow 0$. При этом сумма в показателе степени первого множителя перейдет в интеграл, численно равный энергии ожидаемого сигнала:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k^2 \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t, \alpha) dt = \mathfrak{E}(\alpha). \quad (50.4)$$

Сумма же в показателе степени второго сомножителя перейдет в интеграл:

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_k x_k y_k \Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, \alpha) y(t) dt = z(\alpha), \quad (50.5)$$

который будем называть корреляционным интегралом.

В формулах (50.3) - (50.5) приняты следующие обозначения: N_0 – спектральная плотность шума; $\mathfrak{E}(\alpha)$ – энергия ожидаемого сигнала; $z(\alpha)$ – корреляционный интеграл:

$$z(\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t, \alpha) y(t) dt = z \left[\frac{y(t)}{\alpha} \right].$$

Структурная схема простейшего по принципу действия обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами представлена на рисунке 50.1. Она состоит из умножителя, интегратора и порогового устройства (ограничителя по минимуму). На умножитель подается опорное колебание $x(t, \alpha)$, соответствующее ожидаемому сигналу, и принятый сигнал $y(t)$. Непосредственное интегрирование произведения $x(t, \alpha) \cdot y(t)$ дает корреляционный интеграл. Такой обнаружитель называется *корреляционным*. Величина корреляционного интеграла сравнивается с порогом z_0 порогового устройства. Уровень порога подбирается так, чтобы вероятность F ложного превышения порога была не больше допустимой. Опорное колебание $x(t, \alpha)$ может вырабатываться специальным гетеродином в зависимости, например, от установленного времени запаздывания α , пропорционального дальности до цели. Опорный сигнал может получаться также непосредственно от передатчика радиолокатора через линию задержки на время α .

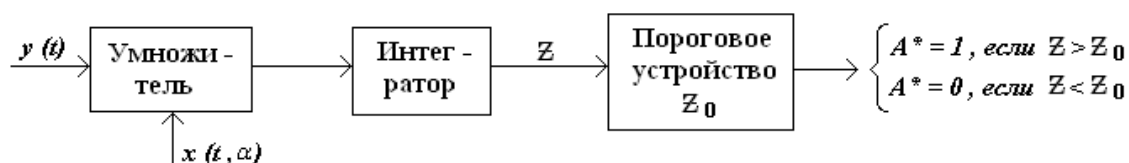


Рисунок 50.1 – Схема простейшего обнаружителя корреляционного типа

При отсутствии сигнала произведение $x(t)y(t)$ соответствует знакопеременным колебаниям помехи, которые промодулированы опорным колебанием $x(t)$. При наличии сигнала наряду с *шумовой* составляющей $x(t)n(t)$ будет *сигнальная* $x^2(t)$, которая при интегрировании подчеркивается по сравнению со знакопеременной шумовой составляющей.

Распределение плотности вероятности $p_{\Pi}(z)$ величины z , соответствующее отсутствию сигнала (рисунок 50.2), при его наличии сдвигается на

$\int_{-\infty}^{\infty} x^2 t dt = \mathcal{E}$. За счет этого сдвига при достаточной энергии сигнала можно получить требуемую условную вероятность правильного обнаружения D для допустимого значения условной вероятности ложной тревоги F , определяемой установленным уровнем порога z_0 .

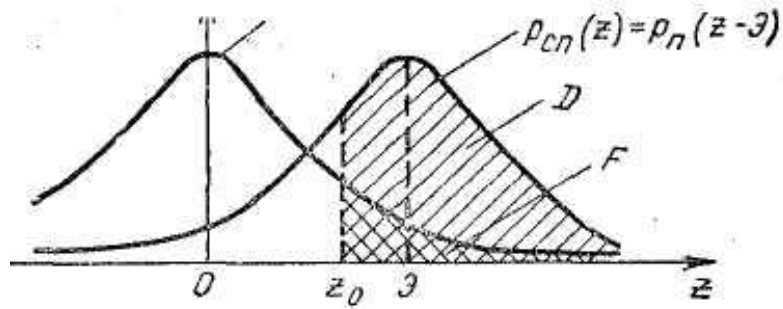


Рисунок 50.2 – Кривые распределения плотностей вероятности величины корреляционного интеграла z при отсутствии сигнала $p_{\Pi}(z)$ и при его наличии $p_{сн}(z)$

ВОПРОС №51. ПРИНЦИПЫ ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ БЕЗ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Импульсная характеристика оптимального фильтра.

Рассмотрим возможность устранения недостатка, присущего корреляционной обработке сигнала, а именно – необходимость реализации операции вычисления корреляционного интеграла для разных дальностей.

Вначале будем считать параметры сигнала известными полностью, и потребуем, чтобы элемент схемы оптимального приема вычислял корреляционный интеграл для произвольного времени запаздывания ожидаемого сигнала:

$$x(t, \alpha) = u(t - \alpha), \quad (51.1)$$

где $x(t, \alpha)$ – ожидаемый сигнал; α – произвольное время запаздывания.

Тогда корреляционный интеграл будет иметь вид:

$$z(\alpha) = z \left[\frac{y(t)}{\alpha} \right] = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) u(t - \alpha) dt. \quad (51.2)$$

Из формулы 51.2 видно, что схема должна выполнить действие интегральной свертки.

Из теории линейных электрических цепей известно, что интеграл свертки выражает напряжение на выходе линейного фильтра. Поэтому для осуществления (51.2) можно использовать фильтр, который дает интеграл свертки требуемого вида. Такой фильтр будем называть оптимальным, т.к. он реализует основную операцию оптимальной обработки – вычисление корреляционного интеграла.

Одной из основных характеристик произвольного линейного фильтра является его импульсная характеристика $v(t)$. Известно, что импульсная характеристика описывает реакцию системы на входное напряжение в виде единичного импульса $\delta(t)$, поданного в момент времени $t = 0$ (см. рисунок 51.1).

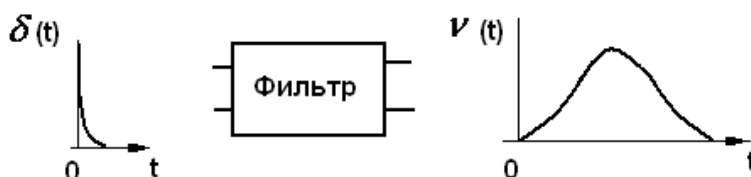


Рисунок 51.1 – К определению импульсной характеристики

Воздействие на фильтр колебания $y(t)$ в момент времени от s до $s + ds$ эквивалентно подаче весьма короткого импульса «с площадью» $y(s)ds$ (рисунок 51.2).

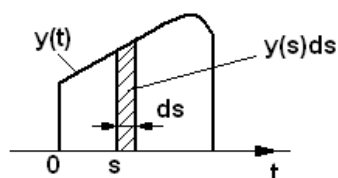


Рисунок 51.2 – Воздействие на фильтр

Реакция на этот импульс (рисунок 51.3) в произвольный момент времени $t > s$ равна $v(t-s)y(s)ds$ и обращается в нуль, если $t < s$, откуда по принципу суперпозиции получаем:

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^t v(t-s)y(s)ds; \quad (*)$$

$$0 = \int_t^{\infty} v(t-s)y(s)ds.$$

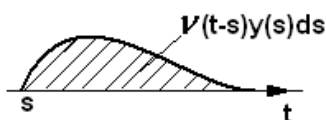


Рисунок 51.3 – Реакция фильтра на элементарное воздействие

Суммируя почленно равенства (*) мы можем найти реакцию фильтра (рисунок 51.4):

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s)y(s)ds. \quad (51.3)$$

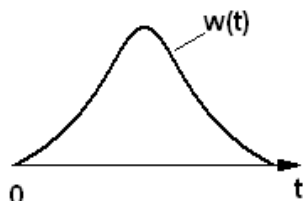


Рисунок 51.4 – Выходной сигнал фильтра

Для определения импульсной характеристики оптимального фильтра приравняем с точностью до вещественного множителя напряжение на его выходе в момент времени $t = \alpha + t_0$ (t_0 – постоянная задержка фильтра) значению корреляционного интеграла для ожидаемого сигнала с запаздыванием α :

$$\omega(\alpha + t_0) = Cz(\alpha). \quad (51.4)$$

Это требование сводится к тому, чтобы на выходе фильтра последовательно во времени воспроизводились значения корреляционного интеграла с некоторой постоянной задержкой на t_0 .

Используя формулы (51.2) – (51.4) получим следующее равенство:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(\alpha + t_0 - s)y(s)ds = C \int_{-\infty}^{\infty} u(s - a)y(s)ds. \quad (51.5)$$

Равенство (51.5) тождественно выполняется, если:

$$v(\alpha + t_0 - s) = Cu(s - \alpha).$$

Вводя новую независимую переменную $t = \alpha + t_0 - s$, получаем окончательное выражение для импульсной характеристики оптимального фильтра:

$$v(t) = v_{\text{ОПТ}}(t) = Cu(t_0 - t), \quad (51.6)$$

где C и t_0 – постоянные, определяемые его параметрами.

Коэффициент C учитывает возможность выбора произвольного коэффициента усиления, в соответствии с которым выбирается уровень порога, обеспечивающий заданное значение условной вероятности ложной тревоги (зависимое или независимое от времени запаздывания). Постоянная t_0 , также произвольная в определенных пределах, выбирается из условия реализуемости так, чтобы отличные от нуля значения импульсной характеристики располагались в области $t \geq 0$.

Напряжение на выходе оптимального фильтра с учетом (51.3) и (51.6) может быть представлено в виде:

$$\omega(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} v(t_0 - t + s) y(s) ds. \quad (51.7)$$

Для того чтобы найти амплитуду этого напряжения в функции времени, перейдем к комплексной записи:

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{1}{2} \dot{Y}(s) e^{j\omega_0 s} + \frac{1}{2} \dot{Y}^*(s) e^{-j\omega_0 s}, \\ u(t_0 - t + s) &= \frac{1}{2} \dot{U}(t_0 - t + s) e^{j\omega_0(t_0 - t + s)} + \frac{1}{2} \dot{U}^*(t_0 - t + s) e^{-j\omega_0(t_0 - t + s)}, \\ \omega(t) &= \frac{1}{2} \dot{W}(t) e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} \dot{W}^*(t) e^{-j\omega_0 t} \quad (\text{сигнал на выходе фильтра}). \end{aligned}$$

После подстановки в (51.7), пренебрегая быстро осциллирующими подынтегральными выражениями, находим комплексную амплитуду на выходе оптимального фильтра:

$$\dot{W}(t) \approx \frac{1}{2} C e(t) e^{-j\omega_0 t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}^*(t_0 - t + s) \dot{Y}(s) ds, \quad (51.8)$$

откуда амплитуда колебания в момент отсчета $t = t_0 + \alpha$ будет:

$$W(t) = \frac{1}{2} C \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}^*(s - \alpha) \dot{Y}(s) ds \right|. \quad (51.9)$$

Чтобы оценить значимость полученного результата учтем, что согласно сделанному нам предположению, величина $U(s - \alpha) = X(s)$ – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала. Тогда можно утверждать, что амплитуда сигнала на выходе оптимального фильтра определяет модульное значение корреляционного интеграла.

Таким образом, построив оптимальный фильтр по сигналу с произвольно выбранной амплитудой и начальной фазой, можно осуществить оптималь-

ное обнаружение сигналов с любыми начальными фазами и амплитудами, даже отличающимися от выбранных.

Амплитуда напряжения на выходе оптимального фильтра в момент $t_0 + \alpha$ представляет собой с точностью до множителя величину $Z(\alpha)$, которую и требуется сравнить с порогом для каждого испытываемого времени запаздывания. Чтобы перейти от мгновенных значений напряжения на выходе фильтра к амплитудным, следует предусмотреть в оптимальном обнаружителе детектор огибающей, т.к. фаза напряжения на выходе оптимального фильтра при случайной начальной фазе сигнала также случайна. Информацию о наличии сигнала дают поэтому только огибающая и пропорциональное ей напряжение после детектора. Это напряжение должно сравниваться с порогом, уровень которого подбирается с учетом коэффициента передачи C . В результате один канал оптимальной обработки (рисунок 51.5) позволит производить обнаружение сигналов с неизвестной случайной начальной фазой, отличающихся временем запаздывания.



Рисунок 51.5 – Структурная схема одноканального фильтрового обнаружителя для когерентных сигналов с неизвестным запаздыванием

Частотная характеристика оптимального фильтра

При анализе фильтров оказывается удобным использование частотной характеристики фильтров. Это связано с тем, что спектр сигнала на выходе фильтра может быть найден как:

$$\dot{S}(f) = \dot{K}(f)\dot{S}_{\text{ВХ}}(f),$$

где $\dot{K}(f)$ – частотная характеристика фильтра; $\dot{S}_{\text{ВХ}}(f)$ – спектр входного сигнала.

Как известно, частотную характеристику $\dot{K}(f)$ линейной цепи определяют, подавая на вход цепи гармоническое колебание $\dot{y}(t) = e^{j2\pi ft}$. При таком сигнале напряжение на его выходе будет определяться:

$$\dot{\omega}(t) = \dot{K}(f)e^{j2\pi ft},$$

и тогда частотную характеристику фильтра определяют как отношение:

$$\dot{K}(f) = \frac{\dot{\omega}(t)}{\dot{y}(t)} \text{ при } \dot{y}(t) = e^{j2\pi ft}. \quad (51.10)$$

Используя формулу реакции фильтра $\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s)y(s)ds$, мы можем с учетом введенных значений записать:

$$\dot{K}(f)e^{j2\pi ft} = \int_{-\infty}^{\infty} v(t-s)e^{j2\pi fs} ds.$$

Поделив обе части равенства на комплексный множитель $e^{j2\pi ft}$, и сделав замену переменной $t-s = \tau$, найдем выражение частотной характеристики фильтра в виде преобразования Фурье от импульсной характеристики:

$$\dot{K}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (51.11)$$

Из (51.11) можно определить частотную характеристику оптимального фильтра:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C \int_{-\infty}^{\infty} u(t_0 - \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau,$$

или после замены переменных $t_0 - \tau = t$:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C e^{-j2\pi ft_0} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{j2\pi ft} dt. \quad (51.12)$$

Отсюда следует, что частотная характеристика оптимального фильтра равна:

$$K_{\text{ОПТ}}(f) = C g^*(f)e^{-j2\pi ft_0} \quad (51.13)$$

с точностью до произвольного вещественного C и множителя запаздывания $e^{-j2\pi ft_0}$, описывается комплексно сопряженной спектральной плотностью $g^*(f)$ ожидаемого сигнала. Сама же спектральная плотность равна:

$$g(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j2\pi ft} dt. \quad (51.14)$$

Воспользуемся записью спектральной плотности через ее модуль и аргумент:

$$g(f) = |\dot{g}(f)|e^{j\arg \dot{g}(f)}, \quad (51.15)$$

где $|\dot{g}(f)|$ – амплитудно-частотный спектр ожидаемого сигнала; $\arg \dot{g}(f)$ – фазочастотный спектр ожидаемого сигнала.

В сопряженном спектре модуль будет тот же, а аргумент имеет противоположный знак и поэтому как следует из (51.13):

$$\dot{K}_{\text{ОПТ}}(f) = C |\dot{g}(f)|e^{-j\arg \dot{g}(f)}e^{-j2\pi ft_0}. \quad (51.16)$$

Выделяя в обеих частях (51.16) модуль и аргумент можно перейти к АЧХ и фазочастотной характеристике (ФЧХ) оптимального фильтра:

$$|K_{\text{ОПТ}}(f)| = C |\dot{g}(f)|. \quad (51.17)$$

Из (51.17) следует, что АЧХ оптимального фильтра пропорциональна АЧХ ожидаемого сигнала.

Оптимальный фильтр лучшим образом пропускает спектральные составляющие, наиболее сильно выраженные в спектре сигнала. Слабые спектральные составляющие сигнала подавляются, в противном случае наряду с

ними будут проходить шумы в широком диапазоне частот. Таким образом, форма амплитудно-частотного спектра на выходе фильтра искажается, что является одной из причин искажения сигнала.

Однако задачей фильтрации является не точное воспроизведение формы сигнала, а наилучшее его выделение на фоне помех.

ФЧХ оптимального фильтра равна:

$$\arg \dot{K}_{\text{ОПТ}}(f) = -\arg \dot{g}(f) - 2\pi f t_0 \quad (51.18)$$

и складывается из аргумента спектра ожидаемого сигнала взятого с обратным знаком и аргумента задержки $-2\pi f t_0$.

Чтобы убедиться в целесообразности выбора ФЧХ, т.е. в виде (51.18), найдем сигнальную составляющую напряжения на выходе фильтра, зная спектральную плотность сигнала $u(t - \alpha)$ на входе $\dot{g}(f)e^{-j2\pi f \alpha}$ и на выходе $\dot{K}_{\text{ОПТ}}(f)\dot{g}(f)e^{-j2\pi f \alpha}$.

По принципу суперпозиции напряжение полезного сигнала на выходе фильтра в произвольный момент времени с учетом временного множителя $e^{j2\pi f t}$ будем иметь вид:

$$\omega_C(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_{\text{ОПТ}}(f)\dot{g}(f)e^{-j2\pi f \alpha} e^{j2\pi f t} df,$$

т.е. определяется обратным преобразованием Фурье от спектральной плотности выходного сигнала.

Подставляя (51.13) для $\dot{K}_{\text{ОПТ}}(f)$, приходим к соотношению для сигнальной составляющей следующего вида:

$$\omega_C(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 e^{j2\pi f(t - \alpha - t_0)} df. \quad (51.19)$$

Мы получили оптимальный сигнал в виде свертки, т.е. показали, что импульсная реакция фильтра равна зеркальному преобразованию излучаемого сигнала:

$$\omega_C(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} U(t_0 - t - s)y(s)ds.$$

Используя формулу Эйлера, и учитывая нечетность функции $\sin 2\pi f t(t - \alpha - t_0)$ (при этом $|g(f)|^2$ – четная, тогда произведение четной на нечетную есть нечетная функция, а интеграл от нечетной функции в симметричных пределах равен нулю), получим:

$$\omega_C(t) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 \cos 2\pi f t(t - \alpha - t_0) df, \quad (51.20)$$

где t_0 – задержка фильтра.

Из (51.20) видно, что при выборе ФЧХ фильтра в виде (51.18), напряжение на выходе оптимального фильтра является наложением гармонических составляющих разных частот, определяется амплитудно-частотным спектром

сигнала. Это напряжение не зависит от фазочастотного спектра сигнала, т.к. последний компенсируется фазочастотной характеристикой (51.18).

Поэтому все гармонические составляющие достигают максимума при $t = \alpha + t_0$, и эти амплитуды налагаются друг на друга.

В этот момент времени имеет место максимум напряжения сигнала:

$$\omega_C(\alpha + t_0) = C \int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df. \quad (51.21)$$

В силу теоремы Парсеваля получаем:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |g(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \mathcal{E}. \quad (51.22)$$

Данное выражение свидетельствует о том, что указанный максимум определяется энергией $\omega_{C \max} = C\mathcal{E}$.

При отличии ФЧХ фильтра от оптимальной эта характеристика не компенсирует фазовых сдвигов, максимум гармонических составляющих на рисунке 51.6 раздвигаются, а пик суммарного колебания начинается «расплываться», это ухудшает обнаружение сигнала на фоне помех.

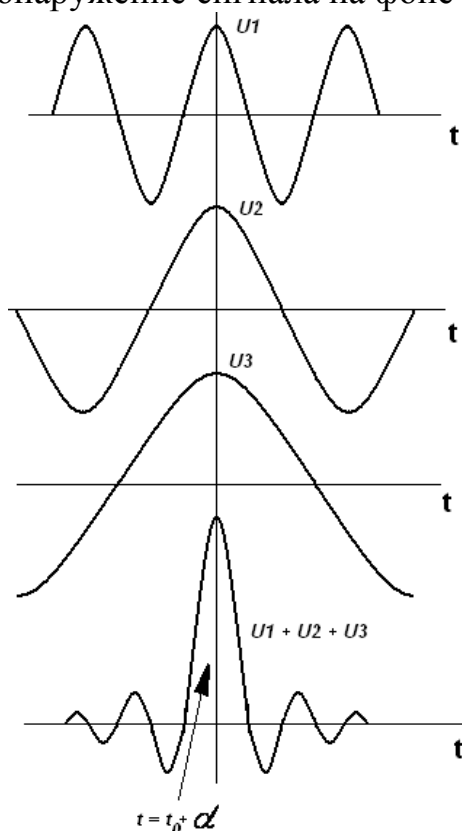


Рисунок 51.6 – Напряжение на выходе оптимального фильтра

ВОПРОС №52. ПРЯМОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА И ЕГО СВОЙСТВА

Определение: Односторонним преобразованием Лапласа называют оператор, отображающий функцию времени $X(t)$ в функцию комплексной частоты $X(s)$ в соответствии с правилом:

$$X(s) = \int_0^{\infty} X(t) \exp -st \, dt = L \, X(t) \, .$$

Здесь $s = \sigma + j\omega$, а величина σ представляет собой коэффициент затухания.

Теоремы о преобразовании Лапласа:

1) Теорема сдвига: Преобразование Лапласа смещенной функции $X(t - T)$ равно преобразованию Лапласа несмещенной функции, умноженному на e^{-sT} , где T – сдвиг.

Пример.

Преобразование Лапласа единичной ступеньки Хевисайда:

$$X(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} \, dt = -\frac{1}{s} e^{-st} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{s} \, .$$

Преобразование Лапласа смещенной единичной ступеньки Хевисайда:

$$X(s) = \int_T^{\infty} e^{-st} \, dt = -\frac{1}{s} e^{-st} \Big|_T^{\infty} = \frac{1}{s} e^{-sT} \, .$$

2) Теорема сложения (линейности): Преобразование Лапласа суммы (разности) функций времени равно сумме (разности) преобразований Лапласа этих функций.

$$L\{X_1(t) \pm X_2(t)\} = L\{X_1(t)\} \pm L\{X_2(t)\} \, .$$

Пример преобразования Лапласа суммы двух единичных ступенек Хевисайда (несмещенной и смещенной) приведен на рисунке 52.

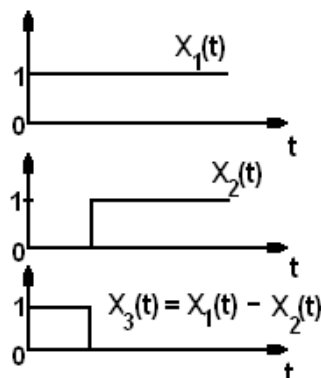


Рисунок 52 – Преобразование Лапласа суммы двух единичных ступенек Хевисайда

$$X_3(s) = \int_0^T e^{-st} dt = \int_0^{\infty} X_1(t) - X_1(t-T) e^{-st} dt = -\frac{1}{s} e^{-st} \Big|_0^T = \frac{1}{s} (1 - e^{-sT}) .$$

3) Теорема умножения на t : При умножении некоторой функции времени $X(t)$ на t преобразование Лапласа произведения равно производной от преобразования Лапласа функции $X(t)$, взятой с обратным знаком:

$$L [t \cdot x(t)] = -\frac{d}{ds} X(s) .$$

Пример.

Пусть $X(t) = e^{-\alpha t}$. Тогда:

$$L [t \cdot e^{-\alpha t}] = \int_0^{\infty} t \cdot e^{-\alpha t} e^{-st} dt = \int_0^{\infty} t \cdot e^{-(s+\alpha)t} dt .$$

Интегрируя по частям $\left\{ u = t; v = \int_0^{\infty} e^{-(s+\alpha)t} dt \right\}$, получим:

$$X(s) = -\frac{t}{s+\alpha} e^{-(s+\alpha)t} \Big|_0^{\infty} + \frac{1}{s+\alpha} \int_0^{\infty} e^{-(s+\alpha)t} dt = \frac{1}{(s+\alpha)^2} ,$$

поскольку $L [e^{-\alpha t}] = \frac{1}{s+\alpha}$.

ВОПРОС №53. ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА, РАЗЛОЖЕНИЕ ХЕВИСАЙДА

Пусть некоторая функция $X(t)$ обладает преобразованием Лапласа $X(s)$:

$$X(t) \rightarrow X(s);$$

$$X(s) = \int_0^{\infty} X(t)e^{-st} dt = L X(t) .$$

Тогда функция времени может быть определена с использованием функции $X(s)$ путем обратного преобразования Лапласа:

$$X(t) = \frac{1}{2\pi j} \oint X(s)e^{st} ds = L^{-1} X(s) ,$$

где интеграл взят по замкнутому контуру на комплексной плоскости.

Метод Хевисайда для реализации обратного преобразования Лапласа основывается на предположении о том, что $X(s)$ есть правильная рациональная функция:

$$\begin{aligned} X(s) &= \frac{a_1 s^n + a_2 s^{n-1} + \dots + a_0}{b_1 s^m + b_2 s^{m-1} + \dots + b_0} = \frac{a_1 s^n + a_2 s^{n-1} + \dots + a_0}{(s - s_{p1})(s - s_{p2}) \dots (s - s_{pm})} = \\ &= \frac{K_1}{(s - s_{p1})} + \frac{K_2}{(s - s_{p2})} + \dots + \frac{K_m}{(s - s_{pm})}, \quad n \leq m. \end{aligned} \quad (53.1)$$

Корни полинома числителя – нули функции $X(s)$. Корни полинома знаменателя – полюсы функции $X(s)$. K_1, K_2, \dots, K_m – вычеты функции.

$$K_i = \lim_{s \rightarrow s_{pi}} X(s)(s - s_{pi}) ;$$

$$K_i = X(s)(s - s_{pi}) \Big|_{(s=s_{pi})} .$$

Формулу (53.1) можно представить в виде:

$$X(s) = \sum_{i=1}^m \frac{K_i}{(s - s_{pi})} .$$

Подставляя последнее соотношение в выражение для обратного преобразования Лапласа, получим:

$$X(t) = \frac{1}{2\pi j} \oint \sum_{i=1}^m \frac{K_i}{(s - s_{pi})} e^{st} ds = \sum_{i=1}^m K_i \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{e^{st}}{(s - s_{pi})} ds, \quad (53.2)$$

где $\frac{1}{2\pi j} \oint \frac{e^{st}}{(s - s_{pi})} ds = e^{s_{pi}t}$ есть интеграл Коши.

Отсюда следует, что $X(t) = \sum_{i=1}^m K_i e^{s_{pi}t} = K_1 e^{s_{p1}t} + K_2 e^{s_{p2}t} + \dots$. Это и есть так называемое разложение Хевисайда.

ВОПРОС №54. ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКАЯ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВАЯ ФОРМА РЯДА ФУРЬЕ

1) *Ряд Фурье в тригонометрической форме.*

Определение: Рядом Фурье называется представление периодического сигнала конечной суммой гармонических колебаний. Тригонометрическая форма ряда Фурье имеет вид:

$$X(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{2\pi n t}{T},$$

где $a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$; $a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos \frac{2\pi n t}{T} dt$; $b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin \frac{2\pi n t}{T} dt$ — коэффициенты ряда Фурье.

Если $x(t)$ — четная функция, то в ее разложении отсутствует коэффициент b_n . Если $x(t)$ — нечетная функция, то в ее разложении отсутствуют коэффициенты a_0 и a_n , а содержится только b_n .

Примечание: Разложение периодических функций в ряд Фурье всегда дает дискретный спектр.

2) *Ряд Фурье в амплитудно-фазовой форме.*

Запишем ряд Фурье в тригонометрической форме:

$$X(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right].$$

Используя соотношения

$$a_n = C_n \cos \Theta_n; \quad b_n = C_n \sin \Theta_n,$$

перепишем ряд Фурье в виде:

$$\begin{aligned} X_N(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^N \left[C_n \cos \Theta_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + C_n \sin \Theta_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right] = \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^N C_n \left[\cos \Theta_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + \sin \Theta_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right], \end{aligned}$$

откуда получим амплитудно-фазовую форму записи ряда:

$$X_N(t) = a_0 + \sum_{n=1}^N C_n \cos \left(\frac{2\pi n t}{T} - \Theta_n \right),$$

где $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\Theta_n = \operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n}$.

Геометрическая интерпретация связи коэффициентов Фурье b_n и a_n с амплитудой и фазой C_n и Θ_n приведена на рисунке 54.

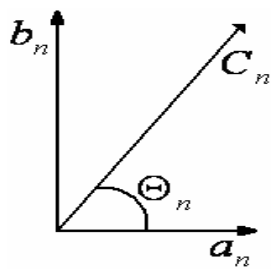


Рисунок 54 – Геометрическая интерпретация связи коэффициентов Фурье

ВОПРОС №55. РЯД ФУРЬЕ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Ряд Фурье в комплексной форме записывается как:

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n e^{\frac{j2\pi nt}{T}},$$

где \dot{C}_n – комплексный коэффициент Фурье:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) e^{-\frac{j2\pi nt}{T}} dt.$$

Для отрицательных номеров гармонических составляющих коэффициенты комплексного ряда Фурье определяются в виде:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) e^{\frac{j2\pi nt}{T}} dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^T X(t) e^{-\frac{j2\pi nt}{T}} dt \right]^* = \dot{C}_n^*,$$

где \dot{C}_n^* – комплексно-сопряженная величина.

Спектром периодического радиосигнала называется множество комплексных коэффициентов \dot{C}_n , отвечающих гармоническим колебаниям, составляющих эту функцию.

Амплитудным спектром сигнала называется множество модулей коэффициентов разложения. Фазовым спектром сигнала называют множество аргументов комплексных коэффициентов разложения (рисунок 55).

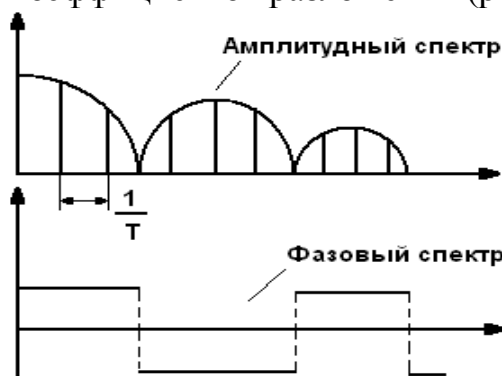
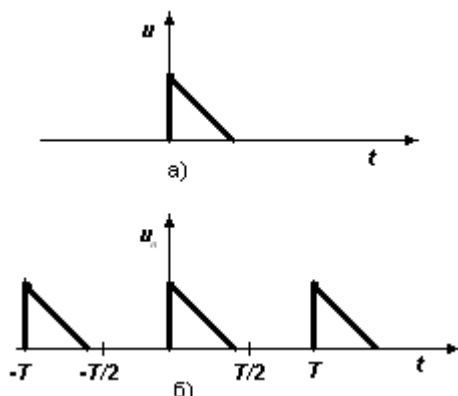


Рисунок 55 – Амплитудный и фазовый спектры

ВОПРОС №56. ПРЯМОЕ И ОБРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

Периодическое продолжение импульса. Пусть $u(t)$ – одиночный импульсный сигнал конечной длительности. Дополнив его мысленно такими же сигналами, периодически следующими через некоторый интервал времени T (рисунок 56), получим периодическую последовательность $u_{\text{пер}}(t)$, которая может быть представлена в виде комплексного ряда Фурье (56.1):



a – один импульс; b – условное периодическое представление

Рисунок 56 – Непериодический сигнал

$$u_{\text{пер}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t}, \quad (56.1)$$

с коэффициентами

$$C_n(j\omega) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{-jn\omega_1 t} dt. \quad (56.2)$$

Подставив формулу (56.2) в (56.1), запишем периодическую функцию:

$$u_{\text{пер}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \right] e^{jn\omega_1 t}.$$

Так как период следования $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$, то

$$u_{\text{пер}}(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \right] e^{jn\omega_1 t} \omega_1. \quad (56.3)$$

Заметим, что при увеличении периода следования импульсов T линейчатый спектр будет все более плотным. В предельном случае, когда период $T \rightarrow \infty$, равные расстояния между спектральными линиями уменьшатся настолько, что спектр станет сплошным, а амплитуды отдельных спектраль-

ных составляющих окажутся бесконечно малыми. При этом частота следования импульсов $\omega_1 = \frac{2\pi}{T} \rightarrow 0$ и превращается в $d\omega$, дискретная переменная $n\omega_1$ — в мгновенную (текущую) частоту ω , а сумма трансформируется в интеграл. Периодическая последовательность импульсов $u_{\text{пер}}(t)$ станет одиночным импульсом $u(t)$, и выражение (56.3) запишется в виде:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt \right] e^{j\omega t} d\omega. \quad (56.4)$$

Здесь интеграл в скобках является комплексной функцией частоты. Обозначив его

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (56.5)$$

получим

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (56.6)$$

Соотношения (56.5) и (56.6) носят фундаментальный характер в теории сигналов и называются, соответственно, прямым и обратным преобразованиями Фурье. Они связывают между собой вещественную функцию времени (сигнал) $u(t)$ и комплексную функцию частоты $S(\omega)$.

ВОПРОС №57. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ СВЕРТКИ И ПРОИЗВЕДЕНИЯ ДВУХ ФУНКЦИЙ ВРЕМЕНИ

Преобразование Фурье свертки.

Преобразование Фурье свертки равно произведению преобразований Фурье свертываемых функций:

$$F\{y(t)\} = F\left\{\int_0^t x(\tau)h(t-\tau)d\tau\right\},$$

где $h(t-\tau)$ – отклик на воздействие δ -функции.

$$\begin{aligned} y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)e^{-j\omega t} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)e^{-j\omega t} dt \right\} d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(\omega)e^{-j\omega\tau} d\tau = h(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = h(\omega)x(\omega), \end{aligned}$$

где $h(\omega)$ – частотная характеристика, $x(\omega)$ – спектр входного сигнала.

Преобразование Фурье произведения двух функций времени.

Рассмотрим произведение двух функций времени:

$$x_3(t) = x_1(t) \cdot x_2(t).$$

Найдем их преобразование Фурье как

$$\begin{aligned} x_3(\omega) &= x_1(\omega) \cdot x_2(\omega); \\ \int_{-\infty}^{\infty} x_3(t)e^{-j\omega t} dt &= \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2(t)e^{-j\omega t} dt. \end{aligned}$$

Представляя функцию $x_1(t)$ в виде обратного преобразования Фурье

$$x_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\omega')e^{j\omega't} d\omega',$$

запишем соотношение

$$\begin{aligned} x_3(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\omega')e^{j\omega't} x_2(t)e^{-j\omega t} dt d\omega' = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\omega') \int_{-\infty}^{\infty} x_2(t)e^{-j(\omega-\omega')t} dt d\omega' = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\omega')x_2(\omega-\omega')d\omega', \end{aligned}$$

из которого следует, что преобразование Фурье произведения двух функций времени представляет собой свертку спектров этих функций.

ВОПРОС №58. ФУНКЦИИ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ И ТЕОРЕМА ОТСЧЕТОВ

Функцией с ограниченным спектром называется функция, спектральная плотность которой задана на конечном интервале оси частот.

Классическим примером функции с ограниченным спектром является идеальный низкочастотный сигнал (ИНС), который представляет собой реакцию идеального низкочастотного фильтра (ИНФ) на δ -функцию. Принимая, что спектральная плотность имеет единичную амплитуду (см. рисунок 58.1), найдем форму ИНС в виде обратного преобразования Фурье:

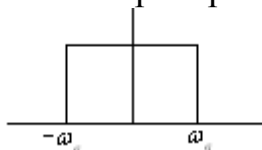


Рисунок 58.1 – Спектральная плотность

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{jt} e^{j\omega t} \Big|_{-\omega_B}^{\omega_B} = \frac{1}{2\pi jt} \left[e^{j\omega_B t} - e^{-j\omega_B t} \right].$$

Здесь ω_B означает верхнюю частоту спектральной плотности.

Воспользовавшись формулой Эйлера, получим:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi jt} \cdot 2j \sin \omega_B t = \frac{\omega_B}{\pi} \cdot \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t}.$$

Временная зависимость для ИНС изображена на рисунке 58.2.

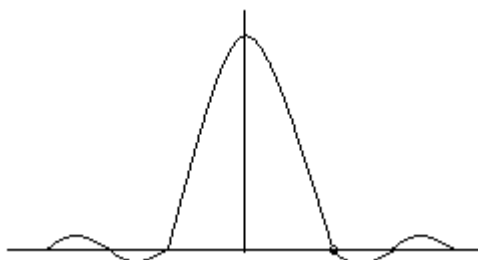


Рисунок 58.2 – Временная зависимость для ИНС

Найдем теперь выражение для моментов времени, в которые ИНС равен нулю

$$\omega_B t = \pm n\pi; 2\pi f_B t = \pm n\pi; t = \pm \frac{n}{2f_B},$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Записав условие ортогональности двух ИНС, сдвинутых относительно друг друга

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t} \frac{\sin \omega_B (t - t_0)}{\omega_B (t - t_0)} dt = 0,$$

определим значение минимально возможного относительного сдвига двух ИНС, при котором они будут ортогональны:

$$t_0 = \frac{1}{2f_B}.$$

Здесь t_0 – минимально возможный сдвиг, приводящий к ортогонализации при $n = \pm 1$. Данная ситуация изображена на рисунке 58.3.

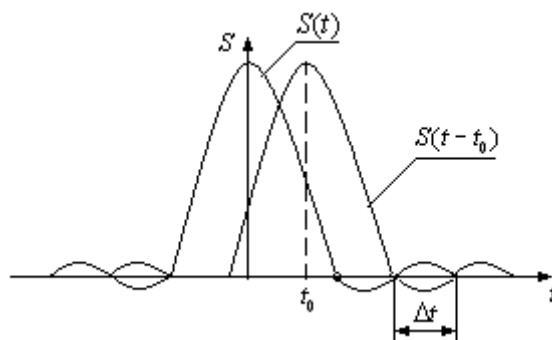


Рисунок 58.3 – Минимально возможный сдвиг, приводящий к ортогонализации

Таким образом, функцию с ограниченным спектром можно представить набором отсчетов, взятых через интервал t_0 . При этом функция с ограниченным спектром может быть представлена рядом

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_K \frac{\sin \omega_B \left(t - \frac{n\pi}{\omega_B} \right)}{\omega_B \left(t - \frac{n\pi}{\omega_B} \right)},$$

который позволяет сформулировать теорему отсчетов.

Произвольный сигнал, спектр которого не содержит частот выше f_B Гц, может быть полностью восстановлен, если известны отсчетные значения этого сигнала, взятые через равные промежутки времени $\Delta t = \frac{1}{2f_B}$ сек.

ВОПРОС №59. ДИСКРЕТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ И ЕГО СВОЙСТВА

Дискретной обработке подвергается аналоговый сигнал $u(t)$ длительностью $T_{и}$, имеющий спектральную плотность $S(\omega)$ (рисунок 59, а, б). Дискретизация сигнала производится периодической последовательностью дельта-функций (решетчатая функция)

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - k\Delta t), \quad (59.1)$$

где $N = \frac{T_{и}}{\Delta t}$ – требуемое число отсчетов, отвечающих теореме Котельникова.

Таким образом, дискретный сигнал принимает вид (рисунок 59, в):

$$u_T(t) = u(t) \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - k\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} u_k \delta(t - k\Delta t). \quad (59.2)$$

На основании выражения (59.2) можно сделать вывод, что спектр данного дискретного сигнала имеет периодическую структуру с периодом по оси частот $\omega_1 = \frac{2\pi}{\Delta t}$ (рисунок 59, г). Периодически продолжая дискретный сигнал с периодом $T_{и}$ (рисунок 59, д)

$$u_{nT}(t + nT_{и}) = u_T(t); \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

разложим эту функцию в комплексный ряд Фурье

$$C_n = \frac{1}{T_{и}} \int_0^{T_{и}} u_T(t) e^{-jn\omega_1 t} dt = \frac{1}{T_{и}} \int_0^{T_{и}} u_T(t) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_{и}}} dt, \quad (59.3)$$

где $\omega_{и} = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{N\Delta t}$ – частота дискретизации спектра дискретного сигнала.

Для определения этих коэффициентов сделаем следующее. Заменив параметр $T_{и} = N\Delta t$, а также введя безразмерную переменную $y = \frac{t}{\Delta t}$, запишем

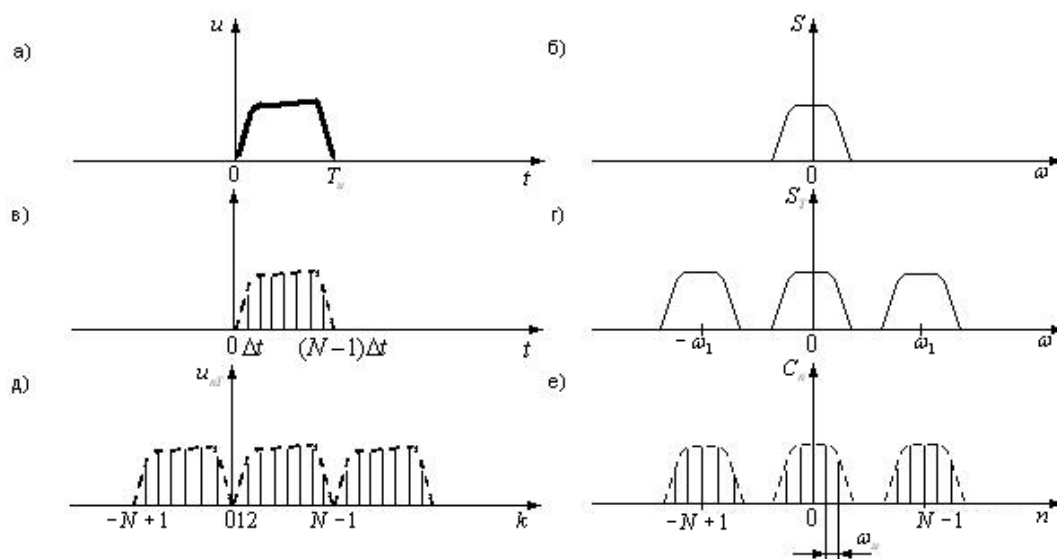
$$C_n = \frac{1}{T_{и}} \int_0^{T_{и}} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \delta(t - k\Delta t) e^{-\frac{j2\pi n t}{T_{и}}} dt = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \int_0^N \delta(y - k) e^{-\frac{j2\pi n y}{N}} dy.$$

Используя фильтрующее свойство дельта-функции

$$\int_0^N \delta(y - k) e^{-\frac{j2\pi n y}{N}} dy = e^{-\frac{j2\pi n k}{N}},$$

получим выражение для вычисления комплексных коэффициентов дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{-\frac{j2\pi n k}{N}}.$$



a, б – аналоговый сигнал и его спектр; *в, г* – дискретный сигнал и его спектр; *д* – периодическая последовательность дискретного сигнала; *е* – ДПФ сигнала
Рисунок 59 – Графики к анализу дискретного преобразования Фурье

Это фундаментальное соотношение называется *дискретным преобразованием Фурье*. Дискретное преобразование Фурье по существу представляет собой алгоритм вычисления гармонических составляющих спектра C_n по заданным дискретным отсчетам u_k аналогового сигнала $u(t)$, что значительно сокращает время обработки.

Свойства ДПФ:

1. ДПФ обладает свойством линейности – сумме (разности) дискретных сигналов отвечает сумма (разность) их ДПФ.

2. Коэффициент C_0 представляет собой среднее значение (постоянную составляющую) всех дискретных отсчетов сигнала:

$$C_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k.$$

3. Число определяемых коэффициентов C_n равно числу N за длительность сигнала T_u ; при $n = N$ коэффициент $C_N = C_0$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К вопросам 1 – 22

1. Давыдов П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с. (Вопросы 1-3, 5, 6,14, 16).
2. Козлов В.Г., Бацула А.П., Кобрин Ю.П. Основы проектирования электронных средств. Общие принципы проектирования. Томск: ТУСУР, 2005. – 150 с. (Вопрос 1).
3. Основы эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. В.Ю.Лавриненко. – М.: Высшая школа, 1978. – 320 с. (Вопрос 2).
4. ГОСТ 27.002-89. Надёжность в технике. Основные понятия. Термины и определения. (Вопросы 3, 12-16).
5. Дубровский В.И. Эксплуатация средств навигации и управления воздушным движением. – М.: Воздушный транспорт, 1995. – 384 с. (Вопросы 4, 5, 12).
6. Служба ЭРТОС: Общие положения. Основные задачи. Функции. – Новокузнецк: ГУДП Аэронавигация Западной Сибири, 2004. – 6 с. (Вопрос 4).
7. Павленко К.И. Основы эксплуатации РЭО летательных аппаратов. – М.: Военное издательство, 1988. – 276 с. (Вопросы 5, 6).
8. Алексеенко А.Я., Адерихин И.В. Эксплуатация радиотехнических комплексов. – М.: Воениздат, 1980. – 223 с. (Вопросы 6, 7).
9. Салмина Н.Ю. Моделирование систем. – Томск: ТУСУР, 2002. – 197 с. (Вопрос 6).
10. Политехнический словарь / Под ред. акад. И.И.Артоболевского. – М: Сов. энциклопедия, 1977. – 608 с. (Вопрос 7).
11. Фёдоров В.К. и др. Контроль и испытания в проектировании и производстве радиоэлектронных средств. – М.: Техносфера, 2005. – 504 с. (Вопросы 8, 10, 11).
12. Глудкин О.П. Методы и устройства испытаний РЭА и ЭВА. – М.: Высшая школа, 1991. – 354 с. (Вопросы 8-11).
13. ГОСТ 16504-81. Система государственных испытаний продукции. Испытание и контроль качества продукции. Основные термины и определения (Вопрос 8).
14. Козлов В.Г. Теория надежности. Учебное пособие. – Томск: ТУСУР, кафедра КИПР, 2004. – 138 с. (Вопросы 9, 12-14, 16, 17, 20, 22).
15. ГОСТ 24813-81. Испытание изделий на воздействие климатических факторов. Общие положения. (Вопросы 10, 11).
16. ГОСТ 16962-71*. Изделия электронной техники и электротехники. Механические и климатические воздействия. Требования и методы испытаний (Вопрос 10).
17. ГОСТ 24812-81. Испытание изделий на воздействие механических факторов. Общие положения (Вопрос 11).

18. Груничев А.С. и др. Испытания радиоэлектронной аппаратуры на надёжность. – М.: Советское радио, 1969. – 288 с. (Вопросы 13, 16).

19. Яншин А.А. Теоретические основы конструирования, технологии и надёжности ЭВА. – М.: Радио и связь, 1983. – 312 с. (Вопросы 17, 18).

20. Серафинович Л.П. Расчёт надёжности и конструирование радиоэлектронной аппаратуры. – Томск: Изд. Томск. ун-та, 1972. – 212 с. (Вопросы 17-21).

21. ГОСТ 27.003-90. Надёжность в технике. Состав и общие правила задания требований на надёжность (Вопрос 18).

22. Сборник задач по теории надёжности. Под ред. А.М.Половко и И.М.Маликова. – М.: Сов. радио, 1972. – 408 с. (Вопросы 19-21).

23. Леонов А.И., Дубровский Н.Ф. Основы технической эксплуатации бытовой РЭА. – М.: Легпромбытиздат, 1991. – 268 с. (Вопросы 19, 21, 22).

24. Серафинович Л.П. Статистическая обработка опытных данных. – Томск: ТУСУР, 1999. – 66 с. (Вопрос 22).

К вопросам 23 – 33

25. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.

26. Криницин В.В., Логвин А.И. Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах. – М.: Транспорт, 1998. – 247 с.

27. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие / О.В.Алексеев, А.А.Головков, А.В.Митрофанов и др. – М.: Высшая школа, 2003. – 326 с.

К вопросам 34 – 43

28. Карлов А.М., Криницин В.В., Логвин А.И., Ходаковский А.А. Прием и обработка сигналов в авиационных радиоустройствах / Под ред. В.В.Криницына. – М.: Транспорт, 1992. – 328 с.

29. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 528 с.

30. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. – Томск: ТМЦДО, 2005. – 200 с.

31. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия - Телеком, 2007. – 456 с.

К вопросам 44 – 51

32. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1989.

33. Дулевич М.И. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1978.

34. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983.

К вопросам 52 – 59

35. Татаринов В.Н., Татаринов С.В. Спектры и сигналы. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 263 с.

36. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.

Учебное издание

Козлов Виталий Григорьевич,
Масалов Евгений Викторович,
Татаринов Виктор Николаевич,
Шостак Аркадий Степанович

**Государственный экзамен по специальности 160905
«Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».**

Учебное пособие

Формат 60×84 1/16. Усл. печ. л. 10,00

Тираж 200 экз. Заказ

Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.