



**Уральский
федеральный
университет**

имени первого Президента
России Б.Н.Ельцина

**Институт радиоэлектроники
и информационных
технологий**

**Н. П. НИКИТИН
В. И. ЛУЗИН**

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРИЕМНИКОМ УСТРОЙСТВА БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

Н. П. Никитин
В. И. Лузин

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

**Системы управления приемником
Устройства борьбы с помехами**

*Рекомендовано методическим советом УрФУ
в качестве **учебного пособия** для студентов,
обучающихся по программе магистратуры
по направлению подготовки 210400 – Радиотехника*

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2014

УДК 621.396.6:621.391.8(075.8)
ББК 32.811.7я73+32.84я73
Н62

Рецензенты:

кафедра мультимедиа и мобильных систем УрТИСИ ФГОБУ ВПО
СибГУТИ (зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. *В. В. Логинов*);
д-р техн. наук, проф., гл. науч. сотр. института геофизики
УрО РАН *В. И. Уткин*

Научный редактор – д-р техн. наук, доц. *В. И. Гадзиковский*

На обложке использовано изображение с сайта www.sxc.hu

Никитин, Н. П.

Н62 Устройства приема и обработки сигналов. Системы управления приемником. Устройства борьбы с помехами : учеб. пособие / Н. П. Никитин, В. И. Лузин. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. – 88 с.

ISBN 978-5-7996-1286-3

Учебное пособие написано на основе курса «Устройства приема и обработки сигналов» в соответствии с действующей программой для студентов, обучающихся в магистратуре.

В учебном пособии изложены вопросы, касающиеся ручных и автоматических регулировок в приемниках, и методы борьбы с помехами радиоприему.

Библиогр.: 6 назв. Рис. 63.

УДК 621.396.6:621.391.8
ББК 32.811.7я73+32.84я73

ISBN 978-5-7996-1286-3

© Уральский федеральный
университет, 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Системы управления приемником	6
Система автоматической регулировки усиления.....	6
Система АРУ и ее назначение.....	6
Основные функциональные узлы системы АРУ	7
Статические характеристики АРУ	11
Искажения амплитудно-модулированного сигнала системой АРУ	12
Самовозбуждение систем АРУ	14
Контрольные вопросы.....	15
Автоматическая подстройка частоты	16
Назначение системы АПЧ	16
Состав системы АПЧ	16
Статическая характеристика АПЧ	19
Переходный процесс в системе АПЧ	21
Искажения ЧМ сигнала системой АПЧ	22
Самовозбуждение системы АПЧ	23
Контрольные вопросы.....	23
Система фазовой автоподстройки частоты	24
Назначение системы.....	24
Астатизм системы ФАП	24
Функциональная схема ФАП	24
Режимы работы.....	25
ФАП с интегрирующим ФНЧ	25
Система ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром.....	27
ФАП – многофункциональная система	29
Контрольные вопросы.....	30
Настройка приемника на станцию	31
Сопряжение контуров преселектора и гетеродина	31
Настройка резонансных цепей преселектора	32
Неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры	33
Настройка изменением емкости.....	33
Переключение фильтров входных цепей и поддиапазонов	34
Автоматическая настройка РПРУ	35
Устройства индикации.....	37
Дистанционное управление и контроль	37

Применение микропроцессоров для контроля и управления работой приемников.....	38
Регулировка полосы пропускания УПЧ	39
Способы регулировки полосы УПЧ	39
Автоматическая регулировка полосы пропускания.....	41
Контрольные вопросы.....	42
2. Методы борьбы с помехами	43
Внешние помехи	43
Воздействие гармонической помехи на сигнал в селективном тракте	44
Воздействие на сигнал импульсной помехи	45
Воздействие на сигнал флуктуационной помехи	48
Выводы	49
Контрольные вопросы.....	49
Прохождение сигналов и помех через амплитудный детектор.....	50
Воздействие гармонической помехи на некогерентный детектор	50
Прохождение аддитивной смеси сигнала и шума через некогерентный амплитудный детектор	53
Синхронный детектор	55
Выводы	57
Контрольные вопросы.....	58
Прохождение аддитивной смеси сигнала и помехи через частотный детектор	58
Гармоническая помеха.....	59
Флуктуационная помеха	61
Порог улучшения качества приема.....	63
Снижение порога улучшения качества приема	65
Импульсная помеха	67
Выводы	68
Контрольные вопросы.....	69
Методы борьбы с флуктуационными помехами	70
Оптимальный прием	70
Прием дискретных сигналов известной формы	70
Прием дискретных сообщений	71
Прием непрерывных сообщений	74
Квазиоптимальная обработка.....	75
Прием непрерывных сигналов неизвестной формы	75

Выводы.....	76
Контрольные вопросы.....	76
Методы борьбы с импульсными помехами	77
Виды селекции.....	77
Схема ШОУ	77
Схема ШПУ	79
Компенсационные схемы	79
Додетекторная компенсация	80
Последетекторная компенсация.....	82
Выводы.....	85
Контрольные вопросы.....	85
Библиографический список	86

1. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРИЕМНИКОМ

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Система АРУ и ее назначение

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) обеспечивает стабильность уровня сигнала на выходе усилителя при изменении уровня входного сигнала.

В современных приемниках уровень входного сигнала может изменяться в широких пределах: от 60 дБ в приемниках радиосвязи и до 120 дБ в радиолокационных. Нормальная работа оконечного аппарата требует, чтобы изменения выходного сигнала приемника не превышали 4–6 дБ. Для выполнения этих требований глубина регулировки усилителя системой АРУ должна составлять 56–116 дБ.

Используются схемы АРУ с обратным регулированием, прямым регулированием и комбинированные схемы. Функциональная схема АРУ с обратным регулированием приведена на рис. 1.1, где приняты следующие обозначения РУ – регулируемый усилитель; АД – амплитудный детектор; УПТ – усилитель постоянного тока; ФНЧ – фильтр нижних частот; $U_{ВХ}$ – напряжение входного сигнала; $U_{ВЫХ}$ – выходной сигнал; E_3 – напряжение задержки детектирования; E_P – напряжение регулировки.

Работает система АРУ следующим образом. При увеличении амплитуды входного сигнала $U_{ВХ}$ возрастает амплитуда выходного напряжения $U_{ВЫХ}$:

$$U_{ВЫХ} = K(E_P)U_{ВХ}, \quad (1.1)$$

где $K(E_P)$ – модуль резонансного коэффициента передачи усилителя, величина которого зависит от напряжения регулировки E_P , вырабатываемого системой АРУ.

После амплитудного детектора выделяется выпрямленное напряжение U_B , величина которого в случае задержанной АРУ равна:

$$U_B = \begin{cases} 0, & \text{если } U_{ВЫХ} \leq E_3; \\ K_D(U_{ВЫХ} - E_3), & \text{если } U_{ВЫХ} > E_3, \end{cases} \quad (1.2)$$

где K_D – коэффициент передачи детектора;

E_3 – напряжение задержки.

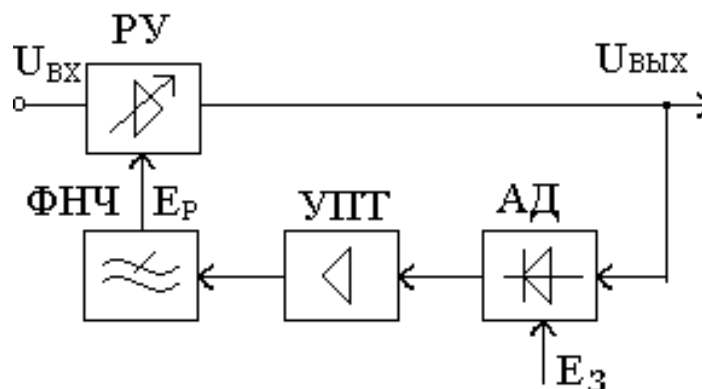


Рис. 1.1. Структурная схема системы АРУ с обратным регулированием

Выпрямленное детектором напряжение проходит через УПТ и ФНЧ и создает напряжение регулировки:

$$E_p = K_{\text{УПТ}} K_{\text{ФНЧ}} U_{\text{В}}. \quad (1.3)$$

Это напряжение подводится к регулируемым каскадам усилителя и уменьшает коэффициент усиления в соответствии с регулировочной характеристикой усилителя:

$$K = K(E_p). \quad (1.4)$$

В результате действия системы АРУ выходное напряжение усилителя изменяется в значительно меньшей степени, чем входное.

Система АРУ, не имеющая УПТ и схемы задержки, называется простой АРУ. Ее характеристики можно получить, положив $E_3 = 0$ и $K_{\text{УПТ}} = 1$. Схема АРУ, содержащая УПТ, называется усиленной, содержащая схему задержки – задержанной.

Основные функциональные узлы системы АРУ

Основными функциональными узлами системы АРУ считаются:

- 1) регулируемый усилитель;
- 2) амплитудный детектор со схемой задержки;
- 3) усилитель постоянного тока;
- 4) фильтр нижних частот.

Важнейшей характеристикой регулируемого усилителя является его регулировочная характеристика – зависимость модуля резонансного коэффициента передачи от напряжения регулировки

Отношение максимального усиления (коэффициента передачи) к минимальному называют глубиной регулировки:

$$d_{\text{APY}} = \frac{K_{0 \text{ max}}}{K_{0 \text{ min}}}, \text{ или } D_{\text{APY}} = 20 \lg \frac{K_{0 \text{ max}}}{K_{0 \text{ min}}}, \quad (1.5)$$

где d_{APY} – глубина регулировки;

D_{APY} – глубина регулировки, дБ;

$K_{0 \text{ max}}, K_{0 \text{ min}}$ – максимальный и минимальный коэффициенты усиления.

Реальная регулировочная характеристика нелинейна. При расчете системы АРУ используются различные виды ее аппроксимации: линейная, линейно-ломаная, экспоненциальная.

К наиболее простым соотношениям в системе АРУ приводит линейная аппроксимация регулировочной характеристики во всем диапазоне изменения напряжения регулировки E_P :

$$K_0(E_P) = K_{0 \text{ max}} - SE_P, \quad E_{P \text{ min}} \leq E_P \leq E_{P \text{ max}}, \quad (1.6)$$

где S – средняя крутизна регулировочной характеристики (средняя чувствительность регулировки):

$$S = \frac{K_{0 \text{ max}} - K_{0 \text{ min}}}{E_{P \text{ max}} - E_{P \text{ min}}}, \quad (1.7)$$

где $E_{P \text{ max}}, E_{P \text{ min}}$ – напряжения регулировки, соответствующие максимальному и минимальному усилению.

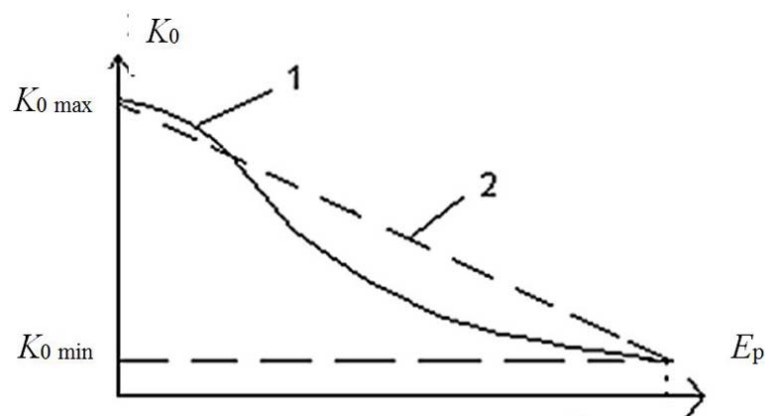


Рис. 1.2. Регулировочная характеристика усилителя:
1 – реальная характеристика; 2 – линейризованная характеристика

Основные способы регулировки усиления:

- режимная регулировка (изменение крутизны проходной характеристики транзистора $|Y_{21}|$ путем изменения режима его работы по постоянному току);

- изменение сопротивления нагрузки усилителя;
- изменение глубины обратной связи;
- изменение величины межкаскадной связи с помощью управляемых аттенуаторов;

- изменение степени связи контура с транзистором.

От устройств регулировки требуются:

- существенная зависимость K_0 от E_P ;
- малый ток регулировки;
- малая зависимость других параметров усилителя от напряжения E_P .

На рис. 1.3 показан принцип регулировки усиления транзистора путем изменения его режима по постоянному току.

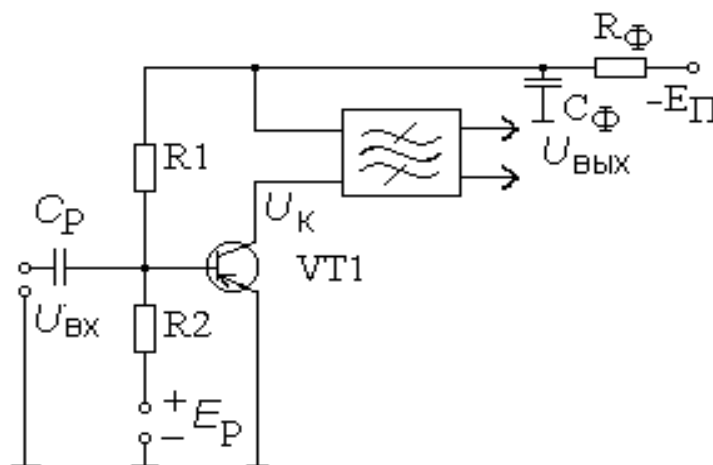


Рис. 1.3. Режимная регулировка усиления

Регулировка усиления достигается за счет изменения тока эмиттера. Регулирующее напряжение подается в цепь базы транзистора. Напряжение смещения на базе транзистора

$$U_{БЭ} = U_0 - E_P. \quad (1.8)$$

Детектор АРУ предназначен для преобразования амплитудно-модулированных колебаний, полученных с выхода УПЧ, в колебания низкой частоты, среднее значение которых, выделяемое фильтром АРУ, пропорционально амплитуде напряжения несущей частоты. В качестве схем детекторов АРУ применяются те же схемы, что и для детектирования сигнала в основном канале. Однако применение смещенных схем детектирования обычно себя не оправдывает, так как при этом нельзя осуществлять *детектирование с задержкой*, вызывающее недопустимые нелинейные искажения в основном канале.

На рис. 1.4 приведена схема отдельного обнаружения с задержкой в цепи АРУ.

Применение обнаружения колебаний в цепи АРУ с задержкой имеет то преимущество, что при слабых сигналах, когда детектор АРУ заперт, не уменьшается крутизна характеристики усилительных приборов. Благодаря этому для слабых сигналов сохраняются максимальное усиление и минимальный уровень собственных шумов усилителя.

Детекторы АРУ выполняют не только на диодах, но и на транзисторах. Транзистор одновременно используется для усиления напряжения в цепи АРУ.

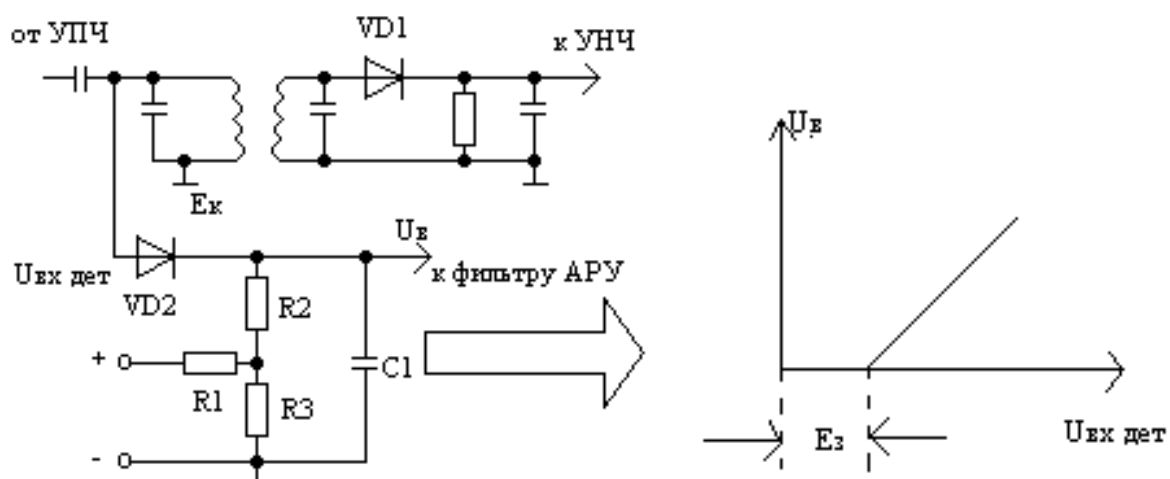


Рис. 1.4. Схема отдельного обнаружения и характеристика детектора АРУ с задержкой

Назначением *фильтра в цепи АРУ* является выделение из протектированного сигнала постоянной составляющей напряжения, пропорциональной амплитуде колебаний несущей частоты.

Фильтр АРУ должен удовлетворять следующим требованиям:

- осуществлять достаточное подавление низшей модулирующей частоты. Это необходимо для устранения явлений демодуляции и искажений сигнала, вызываемых цепью АРУ при приеме АМ-колебаний;
- обеспечивать возможность отслеживания системой АРУ наиболее быстрых изменений уровня сигнала, вызванных, например, явлением замирания.

Эти требования являются противоречивыми. Первое определяет минимально допустимое значение постоянной времени фильтра, второе – максимально допустимое.

Дополнительным требованием к фильтру является требование минимального фазового сдвига по низкой частоте. Оно является необходимым условием обеспечения устойчивой работы замкнутой цепи АРУ. В качестве фильтра обычно используют однозвенную RC-цепь (интегрирующий фильтр). Для улучшения взаимной развязки между отдельными звеньями электронного регулятора приходится включать дополнительные RC-звенья в цепи подачи напряжения регулировки на каждый усилитель в соответствии с рис. 1.5.

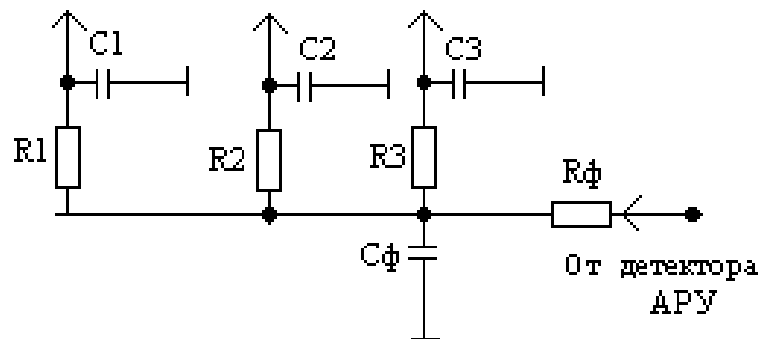


Рис. 1.5. Включение основного фильтра ($R_{\Phi}C_{\Phi}$) и развязывающих RC-звеньев в цепь АРУ

Если постоянные времени дополнительных звеньев выбрать много меньше постоянной времени основного фильтра (в 10 и более раз), то дополнительный фазовый сдвиг окажется незначительным и не приведет к самовозбуждению системы АРУ.

Статические характеристики АРУ

Статической характеристикой системы АРУ называют амплитудную характеристику усилителя с АРУ, каждая точка которой соответствует установившемуся режиму регулирования:

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}}), \quad t \rightarrow \infty. \quad (1.9)$$

Используя соотношения 1–4, 6, 7 и учитывая, что в установившемся режиме $K_{\text{ФНЧ}} = 1$, нетрудно получить связь между амплитудами на входе и выходе усилителя:

$$U_{\text{ВХ}} = \begin{cases} U_{\text{ВЫХ}} / K_{\text{О max}}, & \text{если } U_{\text{ВЫХ}} \leq E_3; \\ U_{\text{ВЫХ}} / (K_{\text{О max}} - S_{\text{РХ}} \cdot K_{\text{УПТ}} \cdot K_{\text{Д}} \cdot (U_{\text{ВЫХ}} - E_3)), & \text{если } E_3 < U_{\text{ВЫХ}} < E_3 + \frac{K_{\text{О max}}}{S_{\text{РХ}} \cdot K_{\text{УПТ}} \cdot K_{\text{Д}}}. \end{cases} \quad (1.10)$$

Примерный вид статических характеристик различных систем АРУ представлен на рис. 1.6.

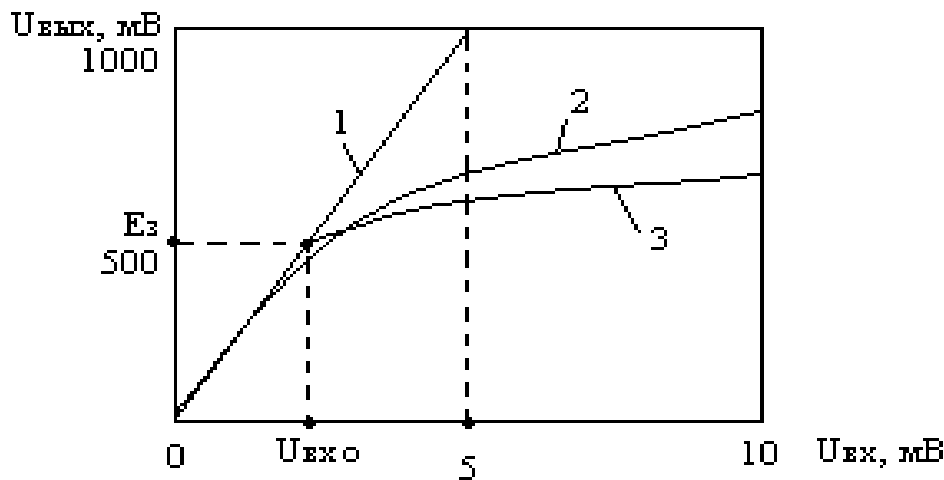


Рис. 1.6. Статические характеристики системы АРУ:

- 1 — амплитудная характеристика усилителя без АРУ;
2 — простая АРУ; 3 — усиленно-задержанная АРУ

Величина задержки E_3 выбирается обычно на уровне, соответствующем чувствительности усилителя $U_{\text{ВХ}0} = U_{\text{ВХ min}}$.

Требования к динамическим диапазонам усилителя $D_{\text{ВХ}}$ и $D_{\text{ВЫХ}}$ определяют необходимую глубину регулировки усиления системой АРУ:

$$D_{\text{АРУ}} = (D_{\text{ВХ}} - D_{\text{ВЫХ}}), \quad (1.11)$$

где $D_{\text{АРУ}}$ — необходимая глубина регулировки усиления, дБ;

$D_{\text{ВХ}}, D_{\text{ВЫХ}}$ — входной и выходной динамические диапазоны, дБ.

Искажения амплитудно-модулированного сигнала системой АРУ

Система АРУ вносит искажения в закон амплитудной модуляции сигнала при его усилении. Эти искажения не должны превышать до-

пустимых пределов. Искажения сигнала возникают в том случае, когда величина напряжения регулировки E_p начинает изменяться в соответствии с модуляцией входного сигнала, т. е. при недостаточной величине постоянной времени ФНЧ в АРУ.

Выбор величины постоянной времени ФНЧ в цепи АРУ имеет большое значение. При повышенной постоянной времени фильтра система АРУ не успевает отслеживать изменения уровня входного сигнала. При слишком малой постоянной времени происходит уменьшение коэффициента модуляции сигнала в области нижних частот и возникают нелинейные искажения закона модуляции. При расчете постоянной времени фильтра T учитывают, что постоянная времени системы АРУ значительно меньше T : $\tau_{\text{АРУ}} \ll T$.

Для оценки линейных искажений сигнала вводится понятие коэффициента передачи усилителя с АРУ для коэффициента модуляции

$$\dot{K}_M = \frac{\dot{m}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{m}_{\text{ВХ}}}, \quad (1.12)$$

где $\dot{m}_{\text{ВХ, ВЫХ}}$ – комплексные коэффициенты модуляции входного и выходного сигналов усилителя по амплитуде. Зависимость модуля $|\dot{K}_M|$ от частоты модуляции приводит к амплитудно-частотным искажениям сигнала.

В случае системы АРУ с интегрирующим фильтром

$$\dot{K}_M = \frac{1}{1 + \frac{D_0}{1 + j\Omega T}}, \quad (1.13)$$

где T – постоянная времени ФНЧ;

D_0 – петлевое усиление АРУ для постоянного тока;

Ω – частота модуляции сигнала.

Величина петлевого усиления зависит от параметров системы и амплитуды входного сигнала:

$$D_0 = SK_{\text{УПТ}}K_{\text{Д}}U_{\text{ВХ}}. \quad (1.14)$$

Условием отсутствия линейных искажений является близость к единице величины $|\dot{K}_M|$ во всем диапазоне изменения частот модуляции. В этом случае также практически отсутствуют и нелинейные искажения.

Самовозбуждение систем АРУ

Одно из важнейших требований к системе АРУ – ее устойчивость, т. е. отсутствие самовозбуждения во всем диапазоне амплитуд входного сигнала.

Самовозбуждение системы АРУ проявляется в том, что при немодулированном входном сигнале регулируемого усилителя в выходном напряжении возникает паразитная амплитудная модуляция (ПАМ), которая поддерживается за счет действия системы АРУ.

В статическом режиме АРУ представляет собой систему с отрицательной параметрической обратной связью, что обеспечено ее схемным решением.

Коэффициент усиления уменьшается с ростом амплитуды сигнала. В динамическом режиме нормальная работа АРУ может нарушиться из-за влияния инерционных элементов в ее цепи: ФНЧ, развязывающих фильтров, полосовых фильтров и т. д. В случае возникновения амплитудной модуляции сигнала эти инерционные элементы вызывают фазовый сдвиг напряжения регулировки $E_p(t)$ по сравнению с огибающей сигнала $U_{BX}(t)$.

На некоторой частоте этот фазовый сдвиг может составить 180° , что изменит знак обратной связи, сделав ее положительной. Если петлевое усиление системы на этой критической частоте превосходит единицу, в системе АРУ возникает самовозбуждение. Коэффициент усиления регулируемого усилителя изменяется с частотой самовозбуждения, что вызывает изменение амплитуды выходного сигнала регулируемого усилителя. Возникшая ПАМ выходного сигнала в свою очередь приводит к появлению переменной составляющей в напряжении регулировки, которая поддерживает периодическое изменение величины коэффициента усиления.

В соответствии с критерием устойчивости Найквиста¹ система регулирования находится на пороге самовозбуждения, если выполняется условие

$$|W(j\Omega)|e^{j\varphi(\Omega)} = -1, \quad (1.15)$$

¹ Палшков В. В. Радиоприемные устройства : учеб. пособие. М. : Радио и связь, 1984. 392 с.

где $W(j\Omega)$ – комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы на критической частоте;

$\varphi(\Omega)$ – фазовый сдвиг в инерционных элементах системы.

Для системы АРУ

$$W(j\Omega) = SK_D K_{УПТ} U_{ВХ} e^{-j\Omega\tau_3} K_{\Phi}(j\Omega), \quad (1.16)$$

где S – крутизна РХ усилителя;

K_D – коэффициент передачи детектора АРУ;

$K_{УПТ}$ – коэффициент усиления у цепи обратной связи;

$U_{ВХ}$ – амплитуда входного сигнала регулируемого усилителя;

τ_3 – время задержки сигнала в селективном тракте;

$K_{\Phi}(j\Omega)$ – коэффициент передачи линейных цепей низкой частоты.

Частота самовозбуждения понижается по сравнению с ранее рассмотренным вариантом однозвенного ФНЧ, а значение критической амплитуды, при которой начинается самовозбуждение, $U_{ВХ\text{ кр}}$ оказывается в пределах динамического диапазона входных сигналов. Следовательно, система АРУ теряет устойчивость.

В связи с тем, что использование многозвенных ФНЧ с одинаковыми (или близкими по величине) постоянными времени звеньев приводит к потере устойчивости системы АРУ, применять многозвенные ФНЧ не рекомендуется.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается назначение системы АРУ?
2. Какими показателями характеризуется качество работы системы АРУ?
3. Приведите схемы прямого, обратного и комбинированного регулирования. В чем их достоинства и недостатки?
4. Назовите основное достоинство системы АРУ с задержкой. Как вводится задержка в систему АРУ?
5. Нарисуйте схему режимной регулировки усиления.
6. Сформулируйте требования к ФНЧ системы АРУ.
7. Что называют статической характеристикой системы АРУ?
8. Нарисуйте статические характеристики простой, задержанной и усиленно-задержанной систем АРУ.
9. Поясните причины возникновения искажений АМ сигнала системой АРУ при неправильном выборе ее параметров.
10. В чем проявляется самовозбуждение системы АРУ?

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Назначение системы АПЧ

В супергетеродинном приемнике система АПЧ поддерживает равенство частоты преобразованного сигнала номинальному значению промежуточной частоты.

Состав системы АПЧ

Состав системы частотной автоподстройки приведен на функциональной схеме, изображенной на рис. 1.7. К основным функциональным узлам или, как принято называть в теории автоматического управления, звеньям системы АПЧ, относятся:

- смеситель (См);
- усилитель промежуточной частоты (УПЧ);
- частотный дискриминатор (ЧД);
- фильтр нижних частот (ФНЧ);
- генератор, управляемый напряжением (ГУН).

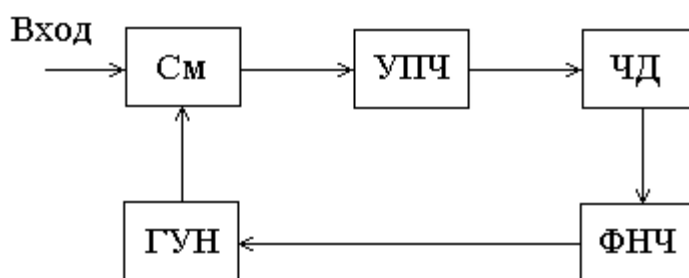


Рис. 1.7. Функциональная схема АПЧ

Генератор, управляемый напряжением, вырабатывает гармоническое колебание с частотой f_{Γ} , которое подается на смеситель. На второй вход смесителя приходит сигнал с частотой $f_{\text{с}}$. В результате преобразования частоты образуется сигнал промежуточной частоты $f_{\text{п}}$, который усиливается в усилителе промежуточной частоты и поступает на вход частотного дискриминатора. ЧД вырабатывает выходное напряжение, пропорциональное величине и знаку частотного рассогласования. Рассогласование Δf определяется в соответствии с формулой

$$\Delta f = f_{\text{п}} - f_{\text{п ном}}, \quad (1.17)$$

где f_{Π} – значение частоты преобразованного сигнала;

$f_{\Pi \text{ ном}}$ – номинальное значение промежуточной частоты, равное переходной частоте характеристики ЧД.

Выработанное ЧД напряжение используется для регулировки частоты. Оно проходит ФНЧ и поступает на вход *регулятора частоты* ГУН. В результате частота *гетеродина* f_{Γ} изменяется таким образом, что рассогласование Δf уменьшается.

Смеситель осуществляет преобразование частоты входного сигнала. По первой гармонике частоты гетеродина следует различать преобразование с верхней и нижней настройкой гетеродина соответственно по формулам

$$f_{\Pi} = f_{\Gamma} - f_{\text{с}}, \quad (1.18)$$

$$f_{\Pi} = f_{\text{с}} - f_{\Gamma}. \quad (1.19)$$

Для работы АПЧ выбор настройки гетеродина имеет принципиальное значение, так как приводит к различному знаку обратной связи: увеличение f_{Γ} при верхней настройке приводит к увеличению f_{Π} , а при нижней настройке – к уменьшению f_{Π} . Поэтому использование нижней настройки эквивалентно введению множителя «минус единица» в цепь обратной связи по частоте.

В отсутствие селективных устройств перед смесителем возможен прием сигнала по основному и зеркальному каналам приема, причем по одному из них настройка гетеродина является верхней, а по другому – нижней, соответственно при работе системы АПЧ по основному каналу обратная связь является отрицательной, а по зеркальному каналу – положительной. Следовательно, устойчивость АПЧ обеспечивается только при приеме сигнала по основному каналу. При необходимости работы по основному каналу с нижней настройкой гетеродина обеспечивают дополнительную инверсию выходного напряжения ЧД, например с помощью инвертирующего УПЧ.

Усилитель промежуточной частоты обеспечивает требуемый уровень сигнала на входе частотного дискриминатора. При недостаточном усилении уменьшаются амплитуда входного сигнала ЧД, крутизна его характеристики и коэффициент автоподстройки частоты. Для отклонения частоты коэффициент передачи УПЧ определяется его фазовой характеристикой. При анализе фазовую характеристику УПЧ линеаризуют, и УПЧ рассматривают как звено чистого запаздывания, характеризуя его временем группового запаздывания сигнала τ_3 . Узкополосные УПЧ имеют большое время группового запаздывания,

что нарушает устойчивость работы системы АПЧ, приводя к паразитной частотной модуляции сигнала при больших коэффициентах автоподстройки.

Частотный дискриминатор вырабатывает в системе АПЧ управляющее напряжение, пропорциональное частотному рассогласованию в системе. Форма характеристики ЧД приведена на рис. 1.8, где введены следующие обозначения: f_0 – переходная частота; A – апертура; $S_{\text{чд}} = \frac{\Delta U}{A}$ – средняя крутизна.

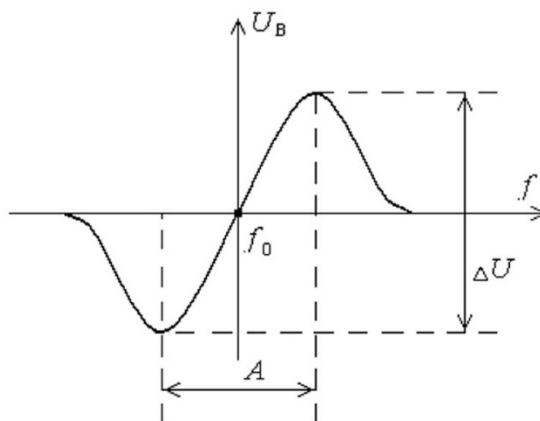


Рис. 1.8. Характеристика частотного дискриминатора

Параметрами характеристики являются переходная частота, крутизна и апертура. Переходная частота f_0 выбирается равной номинальному значению промежуточной частоты; крутизна характеристики определяет величину петлевого усиления системы и коэффициент автоподстройки; от апертуры и формы характеристики зависят полоса удержания и полоса захвата АПЧ.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) определяет инерционность системы АПЧ. Часто используется однозвенный интегрирующий фильтр. При уменьшении постоянной времени фильтра уменьшается длительность переходного процесса в системе АПЧ, но возрастает опасность самовозбуждения. В случае приема сигналов с частотной модуляцией недостаточная величина постоянной времени фильтра приводит к возникновению искажений сообщения.

Генератор, управляемый напряжением, (ГУН) используется в качестве *гетеродина* – вспомогательного генератора, который вместе со смесителем и частотноизбирательной нагрузкой последнего составляет *преобразователь частоты*.

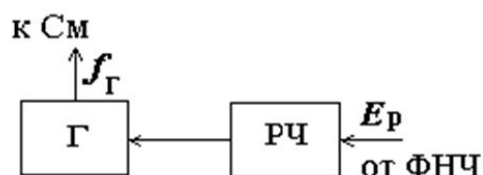


Рис. 1.9. Функциональная схема ГУН

Как показано на рис. 1.9, ГУН представляет собой *автогенератор* (Г) с *регулятором частоты* (РЧ). Свойства ГУН оцениваются по регулировочной характеристике.

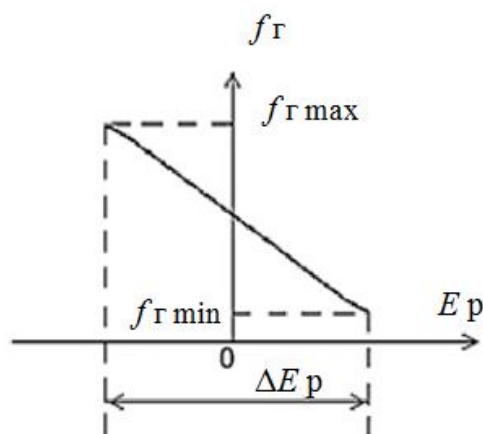


Рис. 1.10. Характеристика регулятора частоты

Регулировочная характеристика определяет зависимость частоты генерируемых колебаний от напряжения на входе регулятора частоты. Основные параметры – диапазон напряжений регулировки, диапазон генерируемых частот, номинальное значение частоты, крутизна характеристики регулятора частоты.

Статическая характеристика АПЧ

Статической характеристикой системы АПЧ называют зависимость остаточной расстройки по частоте $\Delta f_{\text{ост}}$ от начальной расстройки $\Delta f_{\text{нач}}$ в установившемся режиме. Для основного канала приема характеристика приведена на рис. 1.11.

Основными параметрами системы АПЧ являются *полоса захвата*, *полоса удержания* и *коэффициент автоподстройки частоты*. Все эти параметры могут быть определены по статической характеристике АПЧ.

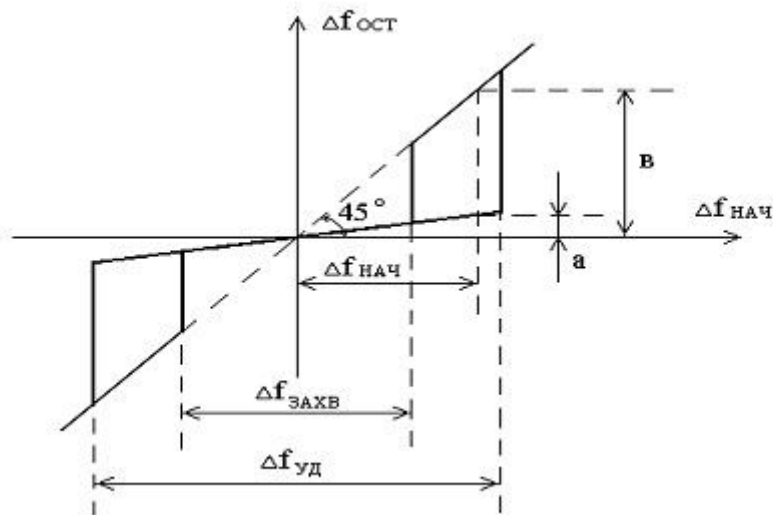


Рис. 1.11. Статическая характеристика системы АПЧ

Полоса захвата – это диапазон начальных расстроек частоты, в пределах которого система АПЧ переходит в режим слежения, если этот режим не был установлен ранее.

Полоса удержания – это диапазон начальных расстроек частоты, в пределах которого возможно сохранение режима слежения, если этот режим был установлен ранее.

Коэффициент автоподстройки частоты определяет, во сколько раз система АПЧ уменьшает начальную расстройку по частоте. Он рассчитывается как отношение начальной расстройки $\Delta f_{\text{нач}} = b$ к остаточной $\Delta f_{\text{ост}} = a$ в установившемся режиме:

$$K_{\text{АПЧ}} = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{\Delta f_{\text{ост}}}, \text{ или } K_{\text{АПЧ}} = \frac{b}{a}. \quad (1.20)$$

Величина коэффициента автоподстройки определяется параметрами системы

$$K_{\text{АПЧ}} = 1 + S_{\text{рч}} S_{\text{чд}}, \quad (1.21)$$

где $S_{\text{рч}}$ – крутизна характеристики регулятора частоты;

$S_{\text{чд}}$ – крутизна характеристики частотного дискриминатора.

При изменении знака обратной связи на противоположный (прием сигнала по зеркальному каналу) вид статической характеристики АПЧ изменяется в соответствии с рис. 1.12. Во всех точках характеристики система АПЧ увеличивает начальную расстройку: $\Delta f_{\text{ост}} > \Delta f_{\text{нач}}$. При этом возможен ложный захват сигнала, когда система АПЧ поддерживает приблизительно постоянную, но далекую

от нуля остаточную расстройку, а входной сигнал принимается по зеркальному каналу.

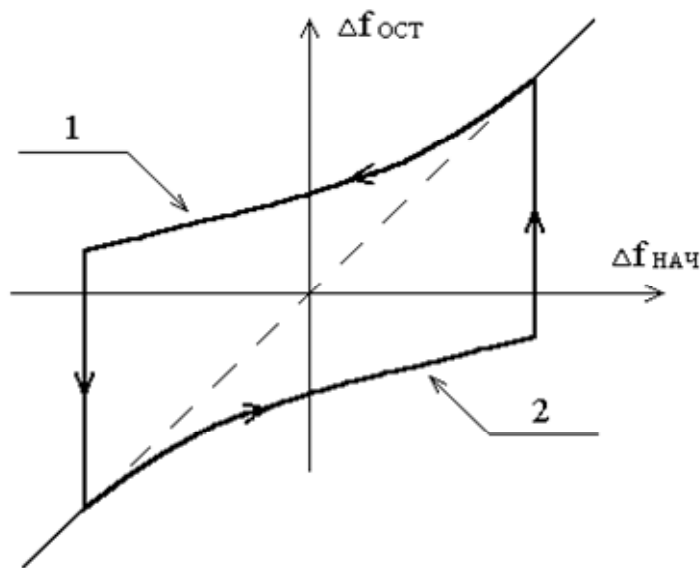


Рис. 1.12. Зависимость остаточной расстройки от начальной при приеме сигнала по зеркальному каналу:
1, 2 – области ложного захвата сигнала системой АПЧ

Переходный процесс в системе АПЧ

Рассмотрим систему АПЧ с интегрирующим фильтром. Допустим, что соблюдаются условия, когда характеристики ЧД и РЧ могут быть линеаризованы. Тогда в случае возникновения начальной расстройки по частоте величина мгновенной расстройки будет изменяться по закону

$$\Delta f(t) = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{1 + D} \left(1 + D e^{-\frac{t}{\tau_{\text{АПЧ}}}} \right), \quad (1.22)$$

где $\Delta f_{\text{нач}}$ – начальная расстройка;

D – петлевое усиление по постоянному току, $D = S_{\text{РЧ}} S_{\text{ЧД}}$;

t – текущее время;

$\tau_{\text{АПЧ}}$ – постоянная времени системы АПЧ, $\tau_{\text{АПЧ}} = \frac{T}{1 + D}$;

T – постоянная времени интегрирующего фильтра.

Характер переходного процесса показан на рис. 1.13, где t_y – время установления; $\Delta f_{\text{нач}}$ – начальная расстройка; $\Delta f_{\text{ост}}$ – установившееся значение остаточной расстройки.

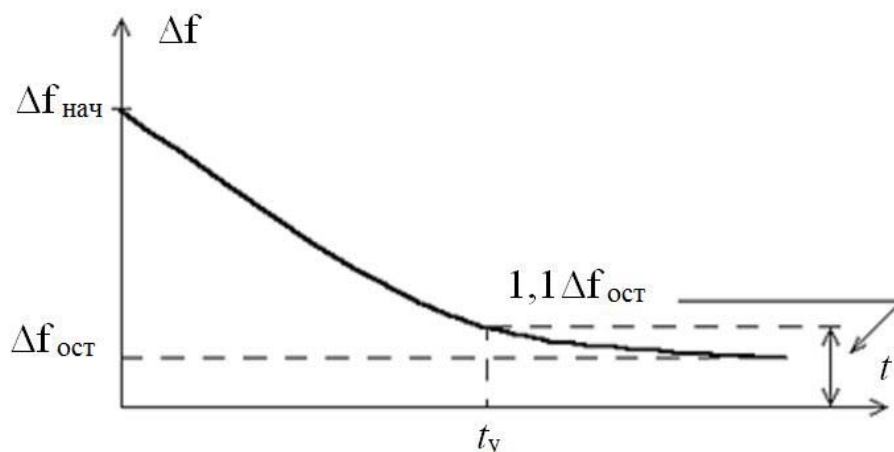


Рис. 1.13. Переходный процесс в системе АПЧ

В соответствии с формулой (1.22) в установившемся режиме остаточная расстройка

$$\Delta f_{\text{ост}} = \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{1 + D}, \quad (1.23)$$

а коэффициент автоподстройки

$$K_{\text{АПЧ}} = 1 + D. \quad (1.24)$$

Временем установления t_y называют промежуток времени, необходимый для уменьшения расстройки от $\Delta f_{\text{нач}}$ до $1,1\Delta f_{\text{ост}}$. Благодаря действию обратной связи, время установления процессов в системе АПЧ значительно меньше, чем время установления процессов в интегрирующей РС-цепочке.

Искажения ЧМ сигнала системой АПЧ

При недостаточной инерционности системы АПЧ напряжение регулировки E_p начинает изменяться с частотой модуляции входного сигнала. Поскольку в системе реализуется отрицательная обратная связь, изменение частоты гетеродина, вызванное изменением E_p , снижает индекс частотной модуляции преобразованного сигнала по сравнению с индексом частотной модуляции сигнала на входе смесителя. Это приводит к уменьшению выходного напряжения частотного детектора в информационном канале приемника. Эффект проявляется тем сильнее, чем ниже частота модуляции. В области верхних частот модуляции инерционность АПЧ обычно достаточна, напряжение E_p практически не изменяется во времени и уменьшения выходного напряжения частотного детектора за счет действия АПЧ не происхо-

дит. Таким образом, действие АПЧ проявляется в «завале» нижних частот модуляции сигнала.

Самовозбуждение системы АПЧ

Допустим, что на вход смесителя системы АПЧ подан немодулированный сигнал. Инерционные элементы в кольце АПЧ (ФНЧ, УПЧ) приводят к фазовым сдвигам сигнала. Если на некоторой частоте дополнительный фазовый сдвиг достигает 180° , а петлевое усиление на этой частоте превышает единицу, то в системе АПЧ возникает самовозбуждение. Оно проявляется в возникновении и поддержке кольцом АПЧ паразитной частотной модуляции выходного напряжения гетеродина приемника. Преобразованный сигнал также оказывается промодулированным по частоте, и на выходе частотного детектора появляется переменное напряжение.

Условие устойчивости системы АПЧ с интегрирующим фильтром записывается в виде

$$K_{\text{АПЧ}} \leq \frac{\pi T}{2 \tau_3}, \quad (1.25)$$

где $T = RC$ – постоянная времени фильтра;

τ_3 – дополнительная задержка сигнала, обычно вызванная избирательными системами УПЧ, а также инерционными цепями ЧД и РЧ.

Система АПЧ проектируется с запасом по устойчивости. Величина устойчивого коэффициента автоподстройки больше у инерционных систем и меньше у безынерционных. Введение в кольцо АПЧ звеньев, увеличивающих запаздывание τ_3 , снижает устойчивость системы.

Контрольные вопросы

1. Какое назначение имеет система АПЧ в радиоприемных устройствах?
2. Нарисуйте функциональную схему АПЧ. Поясните назначение ее звеньев.
3. Нарисуйте статическую характеристику системы АПЧ.
4. От каких факторов зависит скорость переходных процессов в системе АПЧ?
5. Как проявляется самовозбуждение системы АПЧ?

СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Назначение системы

Система фазовой автоподстройки ФАП является многофункциональной системой, которая находит широкое применение в радиоприемных устройствах. ФАП применяется для автоподстройки частоты гетеродинов как узкополосный перестраиваемый фильтр, как элемент синтезатора частот, как оптимальный частотный демодулятор.

Астатизм системы ФАП

В принципе, система ФАП образуется из системы ЧАП путем замены частотного дискриминатора фазовым. В результате этой замены система ФАП в отличие от системы ЧАП становится *астатической системой регулирования*. Это означает, что при постоянной начальной расстройке по частоте остаточная расстройка равна нулю.

Замена частотного дискриминатора на фазовый приводит к астатизму системы вследствие того, что фаза подстраиваемого генератора определяется как интеграл от частоты. Поэтому введение фазового дискриминатора эквивалентно введению в цепь регулирования идеального интегратора, что, как известно, повышает степень астатизма системы.

Функциональная схема ФАП

Функциональная схема ФАП приведена на рис. 1.14. Смеситель, усилитель промежуточной частоты и генератор, управляемый напряжением, могут рассматриваться как сложный генератор напряжения промежуточной частоты.

На рис. 1.15. приведена структурная схема ФАП для линейного режима работы.

Процессы в схеме ФАП описываются уравнением

$$p\varphi + \Omega_y K_\phi(p)F(\varphi) = \Delta\omega_n, \quad (1.26)$$

где $p\varphi$ – мгновенное рассогласование по частоте, $\Omega_y K_\phi(p)F(\varphi)$ – изменение частоты, вносимое системой регулировки, $\Delta\omega_n$ – начальная расстройка.

В любой момент времени алгебраическая сумма мгновенной разности частот и изменения частоты, вносимого управляющим элементом, равна начальной расстройке.

$$K_{\phi}(p) = \frac{1}{1 + pT}. \quad (1.27)$$

Характер переходного процесса определяется коэффициентом затухания

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{\Omega_y T}}. \quad (1.28)$$

Если коэффициент затухания превышает единицу, процесс имеет апериодический характер, в противном случае – колебательный.

Полоса захвата уменьшается по сравнению с полосой удержания (рис. 1.17). Относительная полоса захвата определяется эмпирической формулой

$$\gamma = \frac{1,24}{\sqrt{\Omega_y T}}, \quad \text{если} \quad \Omega_y T \gg 1. \quad (1.29)$$

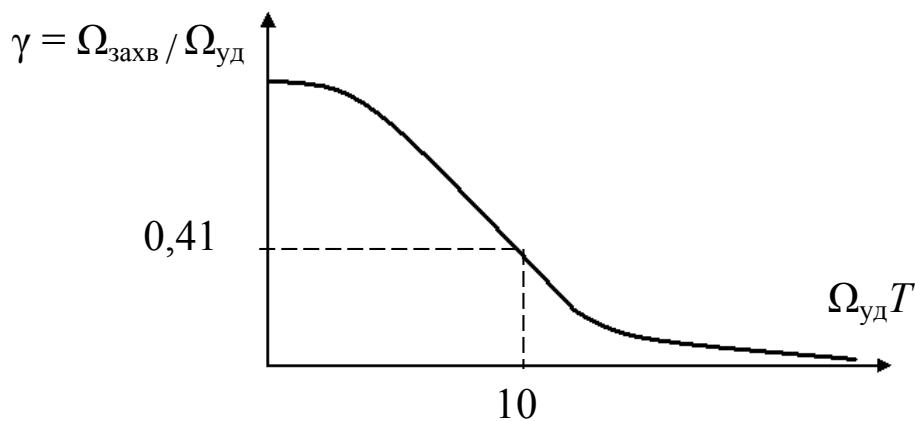


Рис. 1.16. Зависимость относительной полосы захвата от постоянной времени фильтра

Статическая характеристика ФАП приведена на рис. 1.17.

Шумовая полоса ФАП с интегрирующим фильтром не зависит от постоянной времени фильтра нижних частот

$$P_{\text{ш}} = D/2. \quad (1.30)$$

Устойчивость системы понижается при увеличении постоянной времени фильтра, критическое петлевое усиление D меньше, чем в системе с идеализированным фильтром.

Для повышения устойчивости системы и для увеличения полосы захвата вместо интегрирующего фильтра применяют пропорционально-интегрирующий.

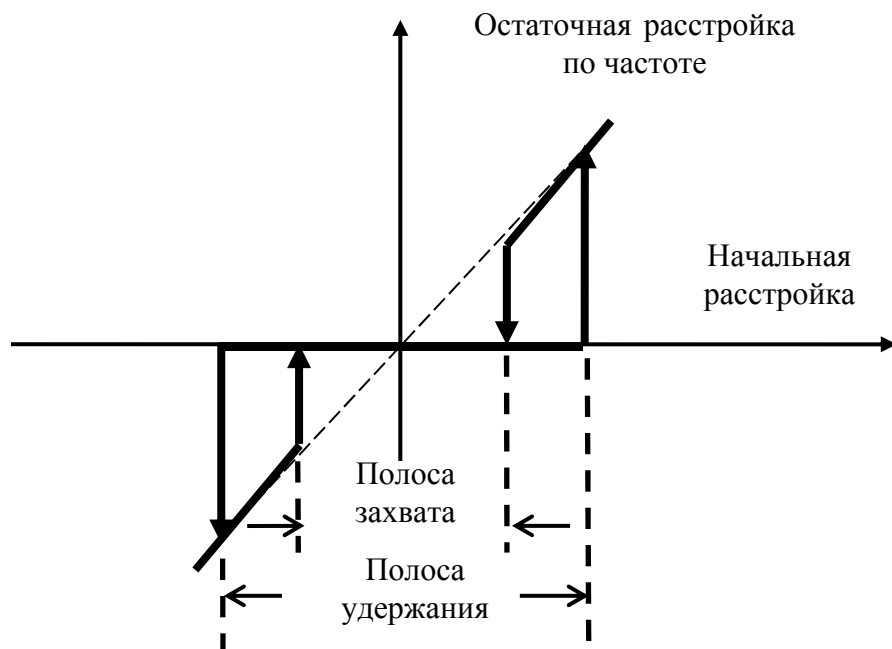


Рис. 1.17. Статическая характеристика ФАП

Система ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром

Одна из возможных схемных реализаций фильтра имеет вид:

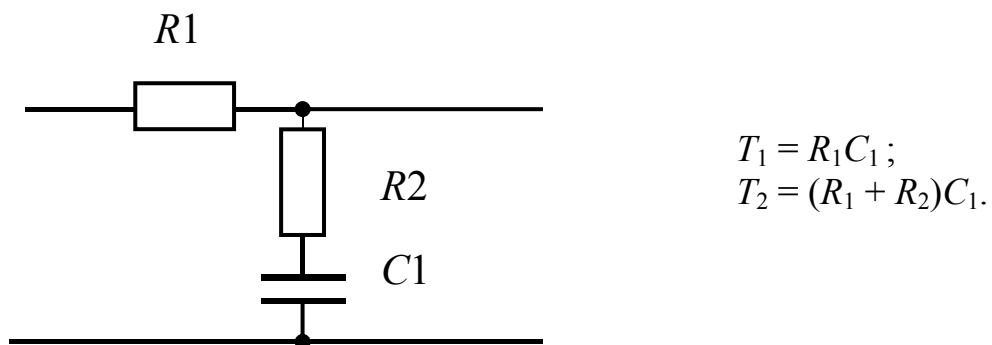


Рис. 1.18. Пропорционально-интегрирующий фильтр

Передаточная функция фильтра:

$$K(p) = \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2}. \quad (1.31)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики фильтра представлены на рис. 1.19.

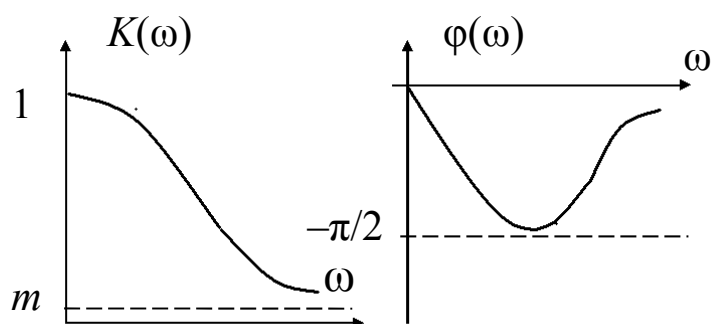


Рис. 1.19. АЧХ и ФЧХ пропорционально-интегрирующего фильтра

В низкочастотной области пропорционально-интегрирующий фильтр ведет себя как интегрирующий, а в высокочастотной – как пропорциональное звено с коэффициентом пропорциональности $m = T_1/T_2$. Как следует из фазо-частотной характеристики, в определенной области частот фильтр осуществляет *отрицательное запаздывание*. Полоса захвата в схеме ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром шире, чем в схеме ФАП с интегрирующим (рис. 1.20)

Устойчивость ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром повышается благодаря тому, что в высокочастотной области групповое запаздывание отрицательно и в определенной степени компенсирует запаздывание сигнала в усилителе промежуточной частоты.

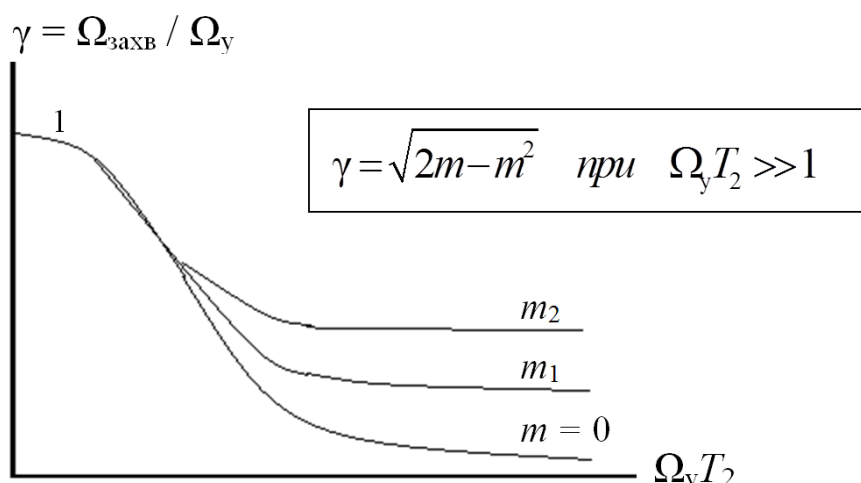


Рис. 1.20. Полоса захвата в схеме ФАП с пропорционально-интегрирующим фильтром

Устойчивость обеспечивается при условиях

$$T_2 > \Omega_y \tau_3^2; \quad T_1 \approx \tau_3. \quad (1.32)$$

Шумовая полоса системы ФАП может быть минимизирована путем выбора оптимальных параметров пропорционально-интегрирующего фильтра.

$$\Pi_{\text{ш}} = \frac{D(1+x)}{2(1+y)};$$

$$x = mT_2\Omega_y;$$

$$y = mx.$$

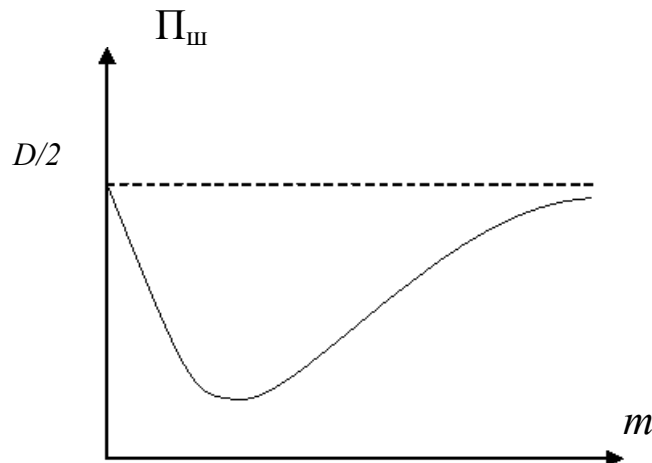


Рис. 1.21. Оптимизация шумовой полосы

ФАП – многофункциональная система

Структурные схемы ФАП различного применения приведены на рис. 1.22.

Ниже перечислены основные способы применения схемы ФАП.

1. ФАП применяется для автоподстройки частоты гетеродинов аналогично системе частотной автоподстройки, отличаясь от нее степенью астатизма.

2. ФАП применяется как элемент синтезатора частот (при косвенном синтезе). В цепь обратной связи включается делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), изменяя который, можно получить набор стабильных частот с шагом f_0 .

3. ФАП применяется как узкополосный перестраиваемый фильтр с полосой до долей герца и автоматическим слежением за изменением частоты выделяемого колебания.

4. ФАП применяется как оптимальный частотный демодулятор, который сохраняет работоспособность при изменении несущей частоты и обладает высокой помехоустойчивостью: пороговое отноше-

ние сигнал/шум на 5–6 дБ ниже по сравнению с обычным частотным детектором.

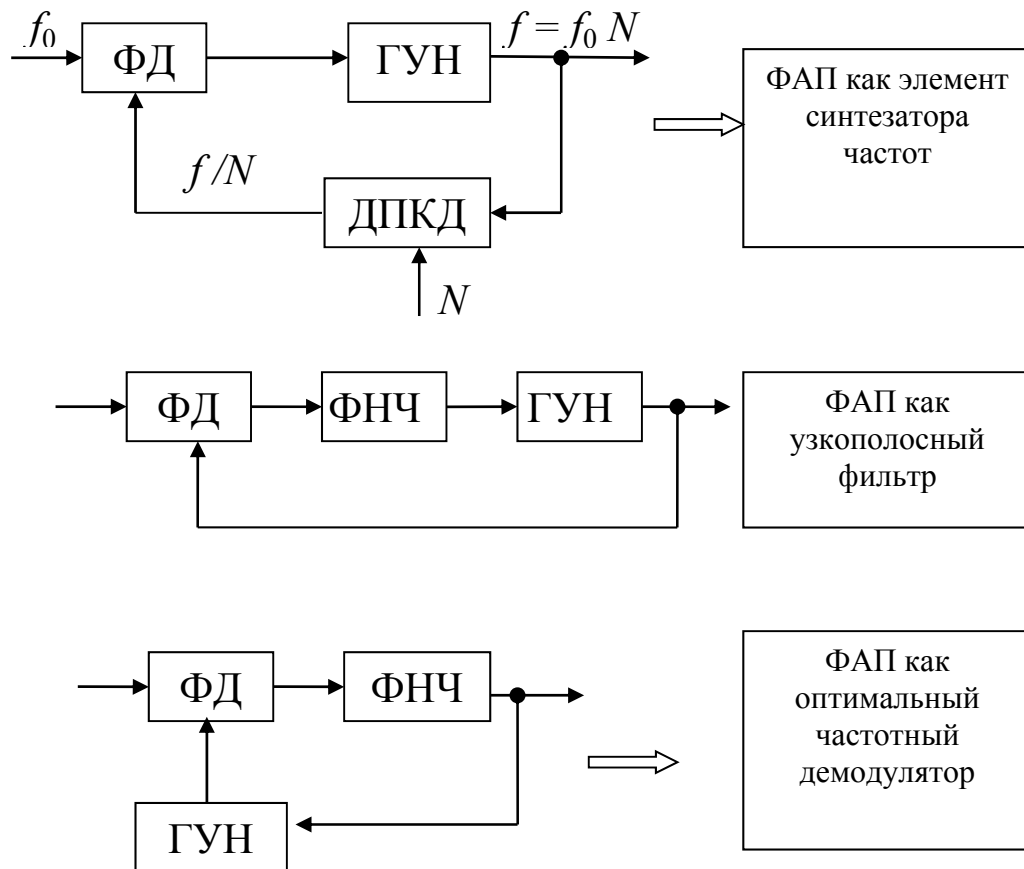


Рис. 1.22. Основные варианты применения системы ФАП

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте функциональную схему системы ФАП и поясните ее работу.
2. Чем объясняется астатизм системы ФАП?
3. Назовите основные характеристики схемы ФАП с идеализированным ФНЧ.
4. Каковы свойства системы ФАП с интегрирующим фильтром?
5. С какой целью примеряется пропорционально-интегрирующий фильтр?
6. Какое применение находит ФАП в радиоприемных устройствах?

НАСТРОЙКА ПРИЕМНИКА НА СТАНЦИЮ

Настройка приемника на станцию – это настройка избирательных устройств, обеспечивающая прием сигнала определенной частоты.

Преселектор супергетеродинного приемника настраивается на частоту принимаемого сигнала $f_{\text{прес}} = f_c$, *усилитель промежуточной частоты* настраивается на номинальное значение промежуточной частоты $f_{\text{п}}$, *гетеродин* настраивается на частоту, которая отличается от частоты сигнала на номинальное значение промежуточной частоты $f_{\text{г}} = f_c \pm f_{\text{п}}$.

Синтезаторы частот позволяют сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания. Наибольшие трудности вызывает быстрая автоматическая перестройка преселектора приемника, при которой происходят включение нужного поддиапазона и перестройка резонансных цепей.

Используются следующие *варианты настройки* приемника:

- ручная механическая или электронная настройка;
- автоматическая настройка;
- фиксированная настройка на заранее выбранные станции;
- набор частоты настройки с тастатуры.

Сопряжение контуров преселектора и гетеродина

При перестройке приемника по диапазону должно соблюдаться условие *сопряжения контуров преселектора и гетеродина*

$$|f_{\text{г}} - f_{\text{прес}}| = f_{\text{п}} \quad (1.33)$$

Ошибка сопряжения приводит к ухудшению чувствительности приемника.

При перестройке приемника в широком диапазоне частот обычно используют *трехточечное сопряжение*. При использовании для настройки блока конденсаторов переменной емкости и верхней настройке гетеродина необходимо несколько уменьшить коэффициент перекрытия контура гетеродина, что достигается включением двух сопрягающих конденсаторов: один конденсатор включается параллельно конденсатору настройки и увеличивает его минимальную емкость, второй конденсатор включается последовательно с конденсатором настройки и уменьшает его максимальную емкость.

Настройка резонансных цепей преселектора

При построении РПрУ важную роль играет вид элемента, изменяющего частоту настройки его избирательных цепей. Возможные элементы настройки частоты таких цепей РПрУ показаны на рис. 1.23. На практике используют также сочетания перестраиваемых элементов.

Используется два варианта перестройки контуров: *плавная перестройка* и *дискретная перестройка*, осуществляемая коммутирующими элементами. Обычно коммутируются конденсаторы или катушки индуктивности контура.

Для коммутации в избирательных цепях применяют *механические* либо *электронные* коммутирующие элементы. Механические контакты, используемые для коммутации в высокочастотных цепях РПрУ, обладают невысокой надежностью из-за окисления, загрязнения и механического износа; большой паразитной емкостью контактных пар; громоздкостью, а также необходимостью больших усилий при переключении. Устройство управления механическими контактами достаточно сложно, особенно в автоматизированных приемниках. При этом не удастся обеспечить малое время настройки. Все это ограничивает использование механических контактов в современных РПрУ.

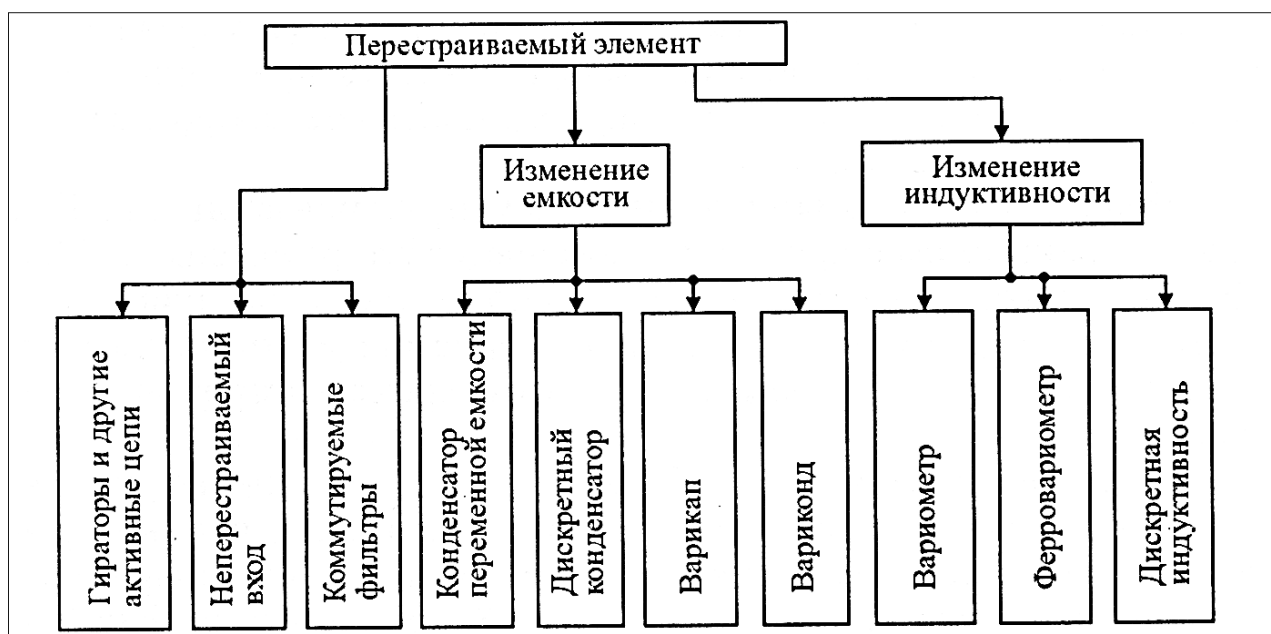


Рис. 1.23. Возможные элементы настройки частоты

Все большее применение для коммутации в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды. Геркон представляет собой герметизированный магнитоуправляемый контакт – два плоских лепестка из магнито-мягкого сплава, вваренные в противоположные концы стеклянной капсулы. Свободные концы лепестков перекрывают друг друга, контактирующие поверхности лепестков покрыты благородным металлом (золотом, родием), стеклянная капсула заполнена защитным газом или вакуумирована. Если капсулу ввести в магнитное поле, то лепестки намагничиваются и притягиваются друг к другу, при этом контакт замыкается. При ослаблении магнитного поля ниже определенного уровня лепестки размыкаются под действием силы упругости. Магнитное поле создается от помещенной вокруг капсулы электромагнитной катушки управления.

Неперестраиваемый вход и коммутируемые фильтры

При неперестраиваемом широкополосном преселекторе антенна, УРЧ и ПЧ приемника согласуются между собой с помощью широкополосных трансформаторов. Настройка приемника обеспечивается установкой частоты гетеродина, при этом время настройки минимально.

В профессиональных РПрУ ДКМ диапазона широко используется фильтровой способ настройки приемников, при котором весь диапазон перекрывается рядом неперестраиваемых фильтров с запасом по взаимному перекрытию. Коммутируются фильтры цепью управления; число фильтров зависит в основном от требований к избирательности и ограничивается сложностью цепи управления.

Настройка изменением емкости

При емкостной настройке резонансных цепей используются конденсатор переменной емкости (КПЕ) с воздушным или пленочным диэлектриком, дискретный конденсатор, варикап. Применение КПЕ обуславливается рядом его достоинств, таких как большое перекрытие по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. К недостаткам КПЕ можно отнести большие габариты узла настройки и ограниченное из-за сложности конструкции число синхронно перестраиваемых на высокой частоте контуров, невысокую надежность и, что существенно, значительное время настройки.

Дискретный конденсатор представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп. Применяют также сочетание дискретного конденсатора с дискретной катушкой индуктивности.

Достоинства электронной настройки:

- малые габариты и масса; практическая безынерционность изменения емкости варикапа, сводящая к минимуму время настройки;
- малая мощность источника управляющего напряжения, определяющая экономичность такого способа настройки;
- сравнительно высокая стабильность параметров варикапа при изменении температуры окружающей среды и нечувствительность к вибрациям;
- большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости;
- при варикапной настройке сравнительно просто осуществляется увеличение числа одновременно перестраиваемых колебательных контуров.

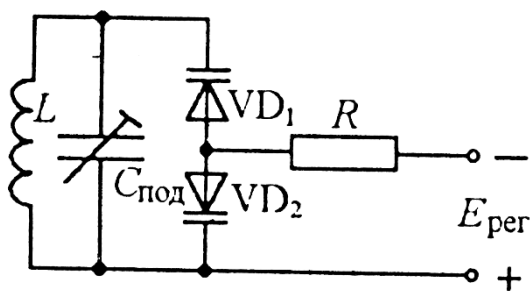


Рис. 1.24. Настройка контура с помощью варикапной матрицы

При варикапной настройке необходимо обеспечить высокую стабильность источника управляющего напряжения.

Переключение фильтров входных цепей и поддиапазонов

В приемниках используется в основном два вида настройки резонансных цепей преселектора: фильтровая и фиксированная (в некоторых РПрУ сочетают эти виды настройки). При фильтровой настройке преселектора все сводится к коммутации фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала. При фиксированной настройке диапазон частот, как правило, разбивается на ряд поддиапазонов и процесс настройки начинается с включения требуемого поддиапазона с последующей настройкой в его пределах из-

бирательных цепей преселектора на частоту сигнала. При этом возможна плавная или дискретная перестройка цепей.

Переключение фильтров ВЦ и поддиапазонов в РПрУ с автоматической настройкой состоит из двух операций: выработки блоком управления сигнала управления для цепи переключения после набора на передней панели приемника значения требуемой частоты принимаемого сигнала, что осуществляют с помощью клавишного поля (*тастатуры*) либо специальных переключателей; коммутации избирательных цепей или их реактивных элементов. При ручной настройке требуемый поддиапазон коммутируется нажатием (переключением) соответствующего контакта на передней панели приемника.

Автоматическая настройка РПрУ

Для РПрУ характерна *автоматизация процессов настройки*; при этом предусматривается возможность как местного, так и дистанционного управления. Во многих приемниках реализуется программное управление. Цепь автоматической настройки приемника на рабочую частоту должна обеспечить *переключение* всех необходимых элементов при переходе с одной частоты на другую, а также *подстройку* этих элементов при воздействии дестабилизирующих факторов для обеспечения требуемой точности. После набора нужного значения частоты на клавиатуре в ПК подается специальный управляющий сигнал, свидетельствующий о начале настройки. В процессе настройки выбирается нужный поддиапазон, устанавливаются необходимые частоты гетеродинов и осуществляется перестройка резонансных цепей в пределах выбранного поддиапазона. После окончания настройки вырабатывается специальный сигнал, свидетельствующий о готовности РПрУ к приему.

Большинство систем автоматической настройки РПрУ в зависимости от применяемых способов управления можно разделить на электромеханические, электронные и комбинированные. В электромеханических системах обычно используется двигатель, а настройка осуществляется с помощью КПЕ. В электронных системах электромеханические устройства исключены. При этом электронная система настройки может быть реализована на основе аналоговых и цифровых устройств (аналоговая и цифровая электронная настройки). К комбинированным системам можно отнести, например, приемники,

в которых управляющее напряжение для варикапов снимается с потенциометра, вращаемого мотором.

Предположим, что в приемнике использовано двойное преобразование частоты (рис. 1.25), что обуславливает наличие в его радиотракте двух преобразователей частоты (ПЧ1) и ПЧ2).

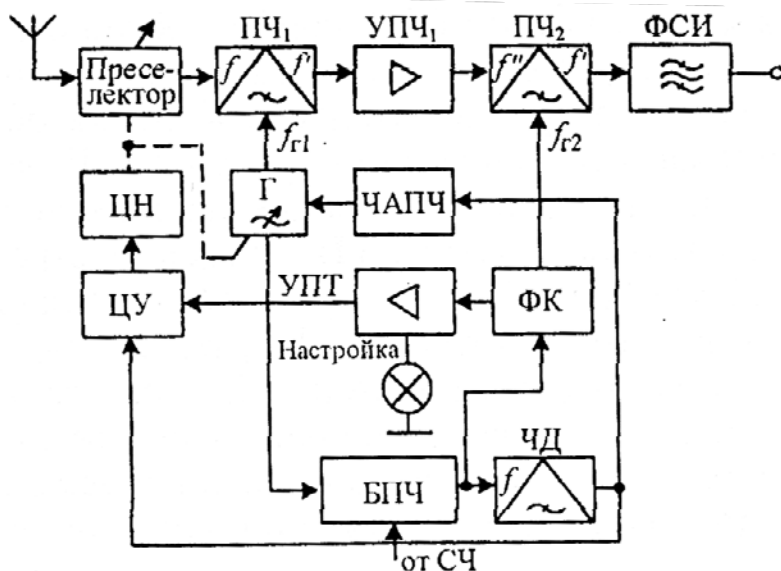


Рис. 1.25. Система с одновременной перестройкой резонансных цепей преселектора и гетеродина

При смене частоты приема цепь управления (ЦУ) включает цепь настройки (ЦН), обеспечивающую возвратно-поступательную сопряженную перестройку резонансных цепей преселектора и гетеродина (Г). Сопряженность перестройки отражена на рисунке штриховой линией. Напряжение с частотой $f_{Г1}$ поступает на ПЧ₁ приемника и на блок преобразования частоты (БПЧ) гетеродина, на который одновременно поступают частоты от синтезатора частоты СЧ, изменяющиеся в зависимости от значения частоты сигнала. Перестройка гетеродина ведется до тех пор, пока частота напряжения на выходе БПЧ не попадет в полосу пропускания фильтра компенсации (ФК), настроенного на вторую гетеродинную частоту $f_{Г2}$; при перестройке приемника частота $f_{Г2}$ постоянна. Начиная с этого момента происходит переключение РПрУ из режима поиска в режим частотной автоподстройки (цепь ЧАПЧ), которая заканчивается, как только уровень сигнала управления с выхода дискриминатора ЧД станет меньше зоны нечувствительности.

В приемниках все большее применение находит цифровая электронная настройка.

Устройства индикации

Основная *информация о параметрах приемника* выводится либо на его переднюю панель, либо на пульт оператора и отображается с помощью *индикаторных устройств* (индикаторов). Самой распространенной является индикация частоты настройки приемника, которая до недавнего времени осуществлялась с помощью шкалы приемника, проградуированной в единицах частот и длин волн. Поскольку размеры шкалы ограничены, не удавалось обеспечить точную индикацию частоты настройки. В ранних разработках приемников передвижение вдоль шкалы стрелки, показывающей частоту настройки, осуществлялось механическим способом; в более поздних разработках нашли применение различные варианты электронной шкалы.

В качестве *цифровых индикаторов* в основном применяют светодиодные, катодно-люминесцентные и жидкокристаллические. Целесообразность использования того или иного индикатора зависит от условий эксплуатации, механических нагрузок, источников питания и т. д.

Дистанционное управление и контроль

Внедрение электронных средств регулировки параметров, характеристик и режимов приемника позволяет управлять им на расстоянии. Такое управление, называемое дистанционным (ДУ), широко используется как в бытовых, так и в профессиональных приемниках.

Дистанционное управление радиовещательными приемниками. Такое управление приемником, находящимся в одном помещении со слушателем на расстоянии нескольких метров, создает для последнего повышенные удобства. Не подходя к приемнику, он имеет возможность включить и выключить его, настроить на нужную станцию, запомнить и воспроизвести частоты настройки, изменить режим работы, отрегулировать тембр звука и громкость передачи и т. д. Особенно удобно дистанционное управление установкой стереобаланса, поскольку ее необходимо производить относительно места прослушивания принимаемой программы.

В радиовещательных приемниках для ДУ используются ультразвуковые и инфракрасные колебания. По экономическим соображениям, а также с учетом числа команд и быстродействия наибольшее применение нашли инфракрасные линии управления с применением импульсно-кодовой модуляции.

Дистанционное управление профессиональными приемниками. Контроль и управление работой часто производится из диспетчерского пункта. Радиоприемник управляется односторонней или двусторонней передачей информации. В первом случае передаются только команды телеуправления, во втором для контроля за работой организуется обратный канал связи. Система телеуправления и телеконтроля состоит из устройств, устанавливаемых на диспетчерском пункте, канала связи и устройств, устанавливаемых на РПрУ.

Применение микропроцессоров для контроля и управления работой приемников

Автоматизированные РПрУ требуют применения устройств, исключающих участие человека в процессе управления и контроля. Широкое внедрение новой элементной базы, БИС, и цифровых методов обработки сигналов позволило создать подобные устройства на базе МП – цифровых устройств с программируемой логикой – и микропроцессорных систем (МПС).

Функции МПС, входящей в состав РПрУ, в основном сводятся к определению параметров состояния данного узла, изменению его состояния, коммутации отдельных блоков по программе МП.

Использование МП в качестве центрального управляющего устройства позволяет реализовать цифровой контроль и управление всеми функциями радиоприемника.

На базе микропроцессоров выполняют:

- блоки управления РПрУ;
- синтезаторы частот;
- системы дистанционного управления и контроля;
- цифровые фильтры;
- контроль исправности блоков РПрУ на базе сигнатурного анализа.

Микропроцессорный блок управления, как и другие цифровые устройства в приемнике, является потенциальным источником помех для главного тракта приема. Для устранения влияния этих помех требуется принятие специальных мер: экранирование, использование помехоподавляющих фильтров в цепях питания, заземление элементов и т. д.

РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ УПЧ

Устанавливается оптимальная полоса УПЧ, обеспечивающая наименьшие искажения сообщения при наличии помех.

Выбор ширины полосы. В отсутствие помех полоса пропускания приемника выбирается достаточно широкой, чтобы обеспечить прохождение всех основных составляющих спектра сигнала. Если со стороны соседнего канала действует сильная помеха, то для уменьшения искажений сужают полосу пропускания, чтобы устранить те составляющие спектра, на которых уровень помехи превышает уровень сигнала.

Способы регулировки полосы УПЧ

Регулировка полосы УПЧ осуществляется посредством:

- смены контуров УПЧ;
- изменения добротности контуров;
- изменения связи между контурами;
- изменения глубины обратной связи в селективном усилителе;
- расстройки резонансных цепей;
- использования специальных схем.

Рассмотрим применение двойной цепи Юзвинского для регулировки полосы пропускания. Идея работы этой схемы состоит в том, чтобы произвести полосовую фильтрацию с помощью высококачественных неперестраиваемых фильтров нижних частот. Функция изменения полосы пропускания при этом возлагается на перестраиваемые гетеродины четырех преобразователей частоты.

Принцип работы нетрудно уяснить из рис. 1.26 и 1.27.

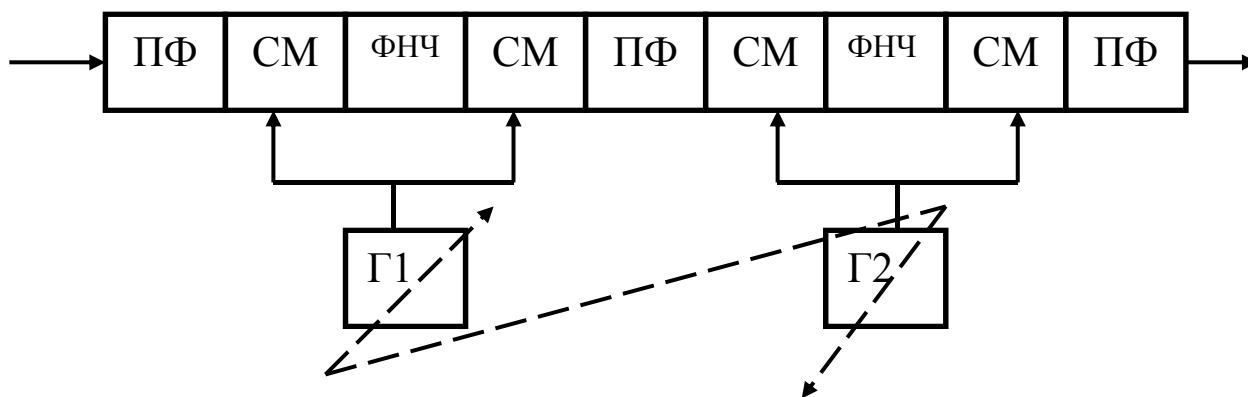


Рис. 1.26. Двойная цепь Юзвинского

Настройка первого гетеродина выбрана нижней, поэтому первое преобразование частоты происходит без инверсии спектра сигнала. В первом смесителе частота понижается, после чего фильтр нижней частоты устраняет часть спектра верхней боковой. Величина устраняемой части зависит от частоты настройки первого гетеродина (ФНЧ – неперестраиваемый). Второй смеситель возвращает спектр сигнала в рабочую область.

Настройка второго гетеродина выбрана верхней, вследствие чего третий и четвертый смесители являются инвертирующими. Третий смеситель переносит спектр сигнала в область нижних частот с инверсией боковых, после чего фильтр нижних частот устраняет часть спектра второй боковой сигнала. Четвертый смеситель возвращает спектр сигнала в рабочую область. Полосовой фильтр выделяет полезную составляющую преобразованного сигнала, устраняя побочные продукты преобразования.

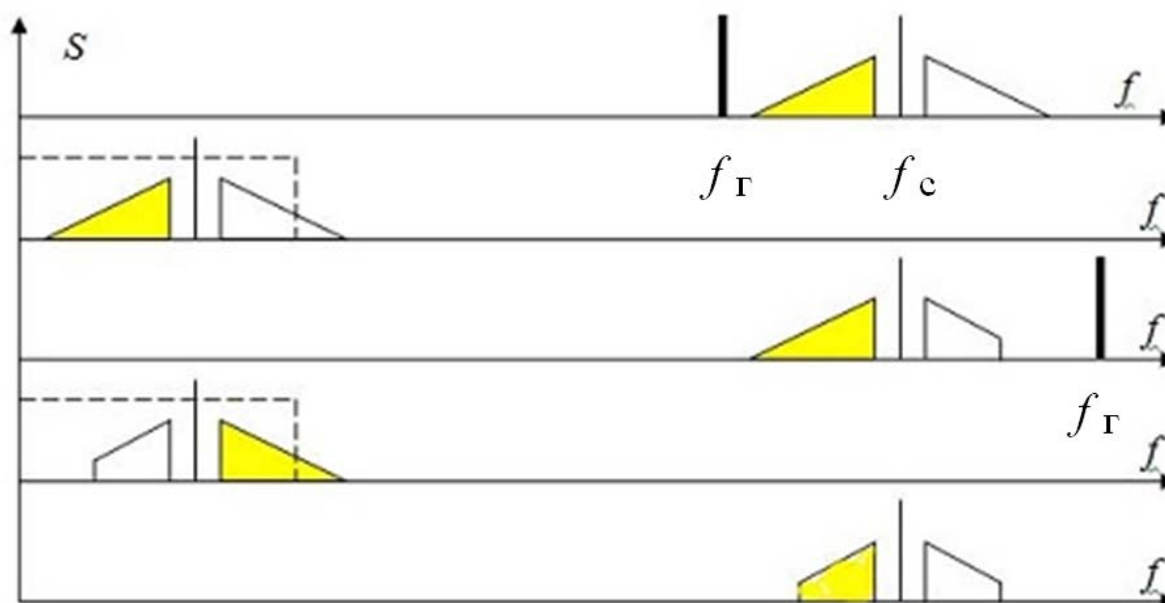


Рис. 1.27. Преобразование спектров в двойной цепи Юзвинского

Для уменьшения полосы пропускания необходимо симметрично понижать частоту первого гетеродина и повышать частоту второго.

Достоинство схемы – простота фильтрующих цепей.

Автоматическая регулировка полосы пропускания

В зависимости от условий радиоприема автоматически вырабатывается напряжение регулировки, изменяющее полосу пропускания приемника.

Способы формирования напряжения регулировки:

- напряжение пропорционально уровню сигнала;
- напряжение пропорционально уровню помехи;
- комбинированный способ регулировки.

В первом случае при возрастании уровня сигнала появляется возможность увеличения полосы пропускания. Во втором случае при увеличении уровня помехи необходимо уменьшать полосу пропускания. Комбинированный способ позволяет производить регулировку по величине отношения сигнал/помеха.

Схемы регулировок приведены на рис. 1.28.

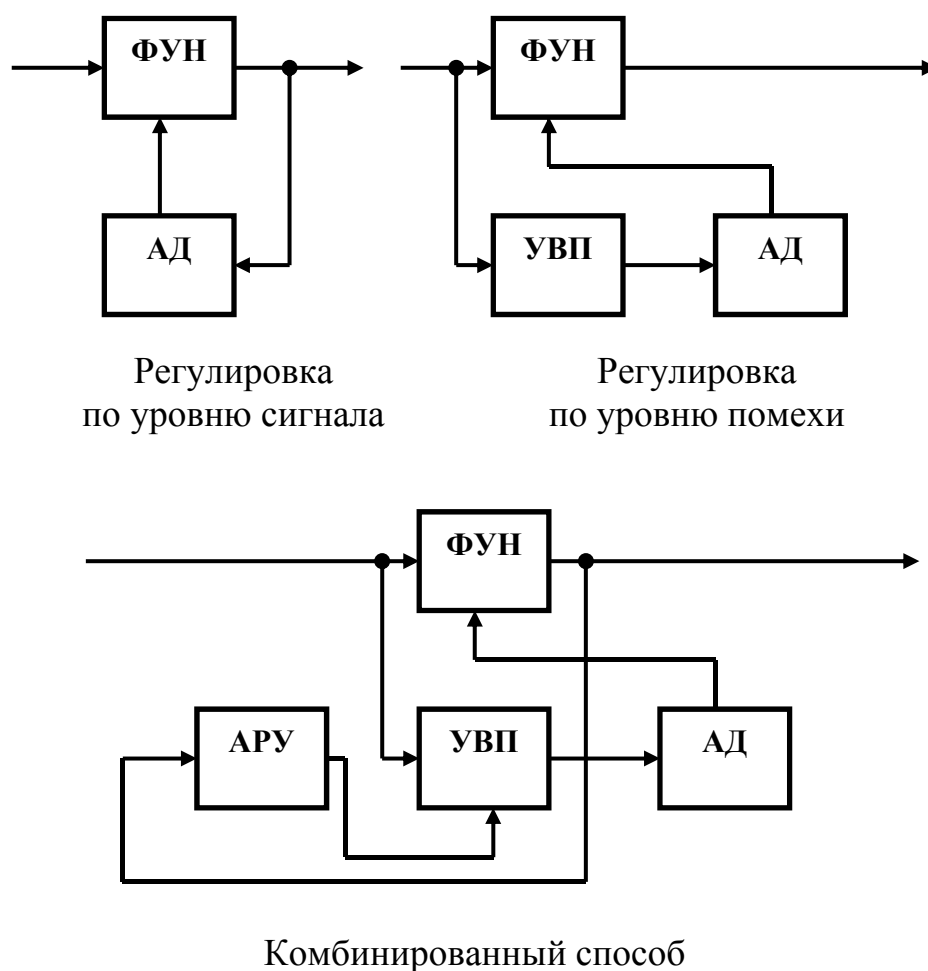


Рис. 1.28. Способы формирования напряжения регулировки при автоматической регулировке полосы пропускания

В первом варианте напряжение сигнала с фильтра, управляемого напряжением (ФУН), поступает на амплитудный детектор АД, выпрямляется и при подаче на ФУН расширяет его полосу пропускания. Во втором варианте напряжение помехи выделяется усилителем внеполосной помехи УВП, выпрямляется амплитудным детектором и уменьшает полосу пропускания ФУН.

Комбинированный способ отличается тем, что на усилитель внеполосной помехи подается напряжение автоматической регулировки сигнала АРУ. Поэтому его коэффициент усиления зависит от уровня полезного сигнала, а напряжение регулировки определяется как уровнем сигнала, так и уровнем помехи. Полоса пропускания должна уменьшаться с увеличением напряжения регулировки.

Контрольные вопросы

1. Как осуществляется настройка супергетеродинного приемника на станцию?
2. Что называют сопряжением контуров преселектора и гетеродина?
3. Перечислите возможные элементы настройки частоты.
4. Что представляет собой дискретный конденсатор?
5. Нарисуйте схему электронной варикапной настройки.
6. Как осуществляется коммутация фильтров приемника?
7. Как осуществляется автоматическая настройка РПрУ?
8. Каковы назначение и виды индикаторов в приемниках?
9. Как осуществляется дистанционное управление приемником?
10. Какие функции выполняет микропроцессор в радиоприемнике?
11. Перечислите способы регулировки полосы пропускания УПЧ.
12. Как работает двойная цепь Юзвинского?
13. Как осуществляется автоматическая регулировка полосы пропускания?

2. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

ВНЕШНИЕ ПОМЕХИ

Важнейшим требованием к обработке сигнала в селективном тракте радиоприемника является сохранение информации в неискаженном виде. В случае модулированных сигналов это требование сводится к сохранению формы модулирующей функции сигнала. Одной из причин искажения информации является действие внешних помех.

Аддитивные помехи принято делить по их электрическим характеристикам на три класса:

- квазигармонические помехи;
- импульсные помехи;
- флуктуационные помехи.

Если помеха по своим свойствам не укладывается ни в один из этих классов, ее называют помехой промежуточного типа.

Квазигармоническая помеха представляется функцией вида

$$u_p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \theta_p). \quad (2.1)$$

Амплитуда, частота и фаза могут быть медленно меняющимися функциями времени.

Импульсной помехой называют хаотическую или регулярную последовательность импульсов, если она удовлетворяет следующим требованиям:

- длительность импульса помехи меньше длительности переходного процесса в селективном тракте приемника;
- интервалы времени между соседними импульсами помехи превышают длительность переходного процесса в селективном тракте.

Первое условие позволяет использовать в качестве модели помехи дельта-функцию, второе – пренебречь наложением переходных процессов, вызванных действием предыдущих импульсов.

В качестве модели *флуктуационной помехи* на входе селективного тракта обычно принимают белый шум, что справедливо, если ширина спектра помехи значительно превышает полосу пропускания приемника, а неравномерность спектра по частоте невелика.

Для сигналов и помех невысокого уровня *селективный тракт приемника можно считать линейным четырехполюсником* и при анализе использовать принцип суперпозиции. Сигнал и помеха пере-

считываются на выход селективного тракта независимо, после чего суммируются. Для оценки величины искажения информации помеха на выходе пересчитывается в изменение информационного параметра сигнала.

Воздействие гармонической помехи на сигнал в селективном тракте

Примем, что на входе селективного тракта приемника действует аддитивная смесь сигнала и гармонической помехи

$$u(t) = A_s \cos(\omega_s t + \theta_s) + A_p \cos(\omega_p t + \theta_p). \quad (2.2)$$

Пересчитаем напряжения сигнала и помехи на выход селективного тракта:

$$\dot{U}_o(j\omega) = [\dot{U}_s(j\omega) + \dot{U}_p(j\omega)] \dot{K}(j\omega) = \dot{U}_{so}(j\omega) + \dot{U}_{po}(j\omega). \quad (2.3)$$

где $\dot{K}(j\omega)$ – комплексный коэффициент передачи селективного тракта. В результате получим на выходе сумму двух гармонических колебаний:

$$u_o(t) = A_{so} \cos(\omega_s t + \theta_{so}) + A_{po} \cos(\omega_p t + \theta_{po}). \quad (2.4)$$

Рассмотрим векторную диаграмму выходного напряжения (рис. 2.1).

Сдвиг по фазе между векторами сигнала и помехи изменяется во времени пропорционально разности частот сигнала и помехи $\Delta\omega = |\omega_s - \omega_p|$.

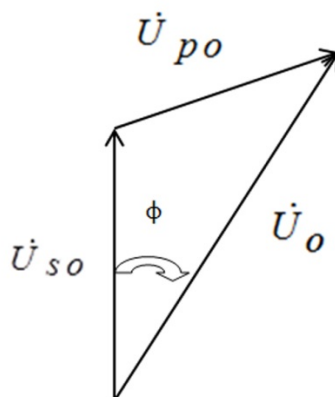


Рис. 2.1. Векторная диаграмма выходного напряжения селективного тракта при гармонической помехе

Из векторной диаграммы следует, что амплитуда выходного напряжения селективного тракта рассчитывается по формуле:

$$A_o = \sqrt{A_{so}^2 + A_{po}^2 + 2A_{so}A_{po} \cos(\Delta\omega t)}. \quad (2.5)$$

Под действием помехи возникает паразитная амплитудная модуляция, период которой определяется разностью частот сигнала и помехи $\Delta\omega = |\omega_s - \omega_p|$. Изменение фазы выходного напряжения под действием помехи

$$\varphi(t) = \arctg \frac{A_{po} \sin(\Delta\omega t)}{A_{so} + A_{po} \cos(\Delta\omega t)}. \quad (2.6)$$

Учитывая, что частота колебаний является производной от изменения фазы, нетрудно получить, что девиация частоты пропорциональна разности частот колебаний сигнала и помехи.

Таким образом, *под действием гармонической помехи сигнал приобретает паразитную амплитудную и паразитную частотную модуляцию (ПАМ и ПЧМ)*. Параметры модуляции могут быть рассчитаны по формулам (2.5) и (2.6).

Воздействие на сигнал импульсной помехи

Примем, что на входе селективного тракта приемника действует аддитивная смесь сигнала и импульсной помехи (рис. 2.2).

Пересчитаем сигнал и помеху на выход приемника. Для пересчета сигнала воспользуемся комплексным коэффициентом передачи селективного тракта (2.3), а помеху пересчитаем, используя импульсную характеристику селективного тракта приемника $g(t)$:

$$u_{po}(t) = \int_0^t g(t - \tau) u_p(\tau) d\tau. \quad (2.7)$$

Выбрав в качестве модели помехи на входе дельта функцию со спектральной плотностью напряжения S_0

$$u_p = S_0 \delta(t), \quad (2.8)$$

получим на выходе селективного тракта

$$u_{po}(t) = S_0 g(t). \quad (2.9)$$

Отсюда следует, что форма выходного напряжения импульсной помехи на выходе селективного тракта определяется его импульсной характеристикой.

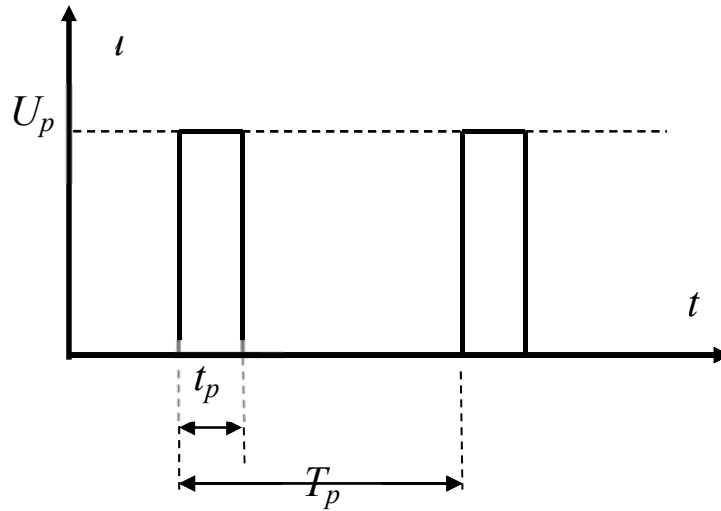


Рис. 2.2. Импульсная помеха на входе

В качестве примера рассмотрим напряжение, возникающее от воздействия импульса помехи на селективный тракт с идеально прямоугольной амплитудно-частотной и линейной фазовой характеристикой:

$$u_{po}(t) = 2S_0 K_0 \Pi \frac{\sin(\pi \Pi t)}{\pi \Pi t} \cos(\omega_0 t + \theta), \quad (2.10)$$

где S_0 – спектральная плотность напряжения помехи; K_0 – модуль резонансного коэффициента передачи; Π – полоса пропускания; ω_0 – частота настройки селективного тракта; θ – начальная фаза колебания, которая определяется моментом прихода помехи, выбранным в качестве начального значения времени отсчета.

Форма выходного напряжения представлена на рис. 2.3. Зависимость максимального напряжения помехи и ее длительности (до первого нуля огибающей) от полосы пропускания – на рис. 2.4.

Импульсная помеха на выходе селективного тракта представляет собой колебание с частотой настройки селективного тракта, с меняющейся амплитудой и случайной начальной фазой. Длительность помехи обратно пропорциональна полосе пропускания тракта, максимальное значение – прямо пропорционально.

Сумма сигнала и импульсной помехи может быть найдена из векторной диаграммы, подобной изображенной на рис. 1. Амплитуда и фаза суммарного колебания определяются выражениями

$$A_o = \sqrt{A_{so}^2 + A_{po}^2(t) + 2A_{so}A_{po}(t)\cos\theta}, \quad (2.11)$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{A_{po}(t) \sin \theta}{A_{so} + A_{po}(t) \cos \theta}. \quad (2.12)$$

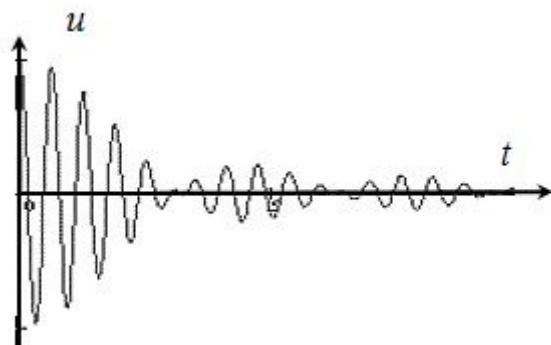


Рис 2.3. Форма импульсной помехи на выходе селективного тракта с прямоугольной АЧХ и линейной ФЧХ

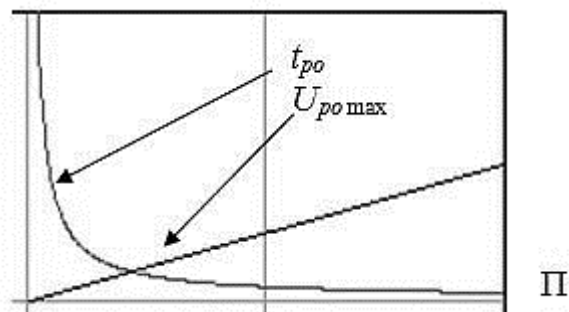


Рис. 2.4. Зависимость длительности и максимального значения помехи от полосы пропускания тракта

Форма суммарного напряжения при разных значениях момента прихода помехи представлена на рис. 2.1. За начало отсчета принят момент прихода помехи. На левом рисунке помеха суммируется с сигналом в фазе и кратковременно увеличивает напряжение сигнала, на правом – суммируется в противофазе и уменьшает его.

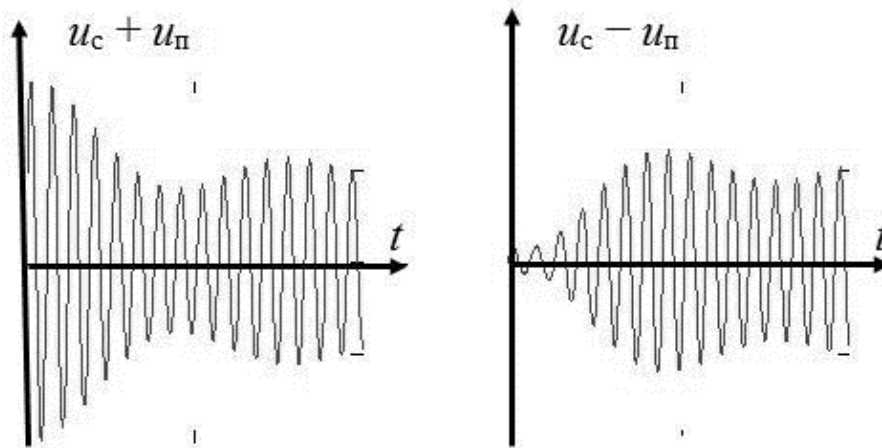


Рис. 2.5. Результат действия импульсной помехи при гармоническом сигнале

Таким образом, в результате действия импульсной помехи на селективный тракт приемника результирующее напряжение на выходе

может кратковременно возрасти или уменьшиться, что зависит от момента прихода помехи.

Воздействие на сигнал флуктуационной помехи

Обычно ширина спектра флуктуационной помехи на входе селективного тракта приемника значительно превышает полосу пропускания тракта. В этом случае моделью входного сигнала считают белый шум со спектральной плотностью мощности N_0 Вт/Гц. **Выходной процесс селективного тракта называют узкополосным шумом.** Параметры выходного процесса определяются параметрами селективного тракта.

Узкополосный случайный процесс записывают в виде:

$$u_{\text{ш}}(t) = U_{\text{ш}}(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t)), \quad (2.13)$$

где $U_{\text{ш}}(t)$ – случайная огибающая, $\varphi(t)$ – случайная фаза узкополосного колебания.

Распределение вероятностей мгновенного значения шумового напряжения $u_{\text{ш}}$ подчиняется нормальному закону

$$P(u_{\text{ш}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{ш}}^2}} \exp\left(-\frac{u_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right), \quad (2.14)$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2 = N_0 K_0^2 P_{\text{ш}}$ – дисперсия шума.

Распределение огибающей $U_{\text{ш}}$ подчиняется закону Релея:

$$P(u_{\text{ш}}) = \frac{U_{\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \quad (2.15)$$

Таким образом, **реализации узкополосного случайного процесса представляют собой квазигармонические колебания, случайно модулированные по амплитуде и по фазовому углу.** Огибающая узкополосного нормального случайного процесса распределена по закону Релея, начальная фаза этого процесса имеет равномерное распределение. Функция автокорреляции узкополосного случайного процесса представляется в виде произведения быстрого и медленного сомножителей, причем корреляционные свойства полностью определяются амплитудно-частотной характеристикой селективного тракта. Нормированная функция корреляции огибающей узкополосного случайного процесса приблизительно равна квадрату огибающей нормированной функции корреляции самого процесса.

На выходе селективного тракта **флуктуационная помеха вызывает паразитную амплитудную модуляцию и паразитную частотную модуляцию сигнала**. Огибающая суммы гармонического сигнала и узкополосного гауссова шума, центральная частота спектра мощности которого совпадает с частотой сигнала, распределена по закону Райса. При больших отношениях сигнал/шум ($U_s/\sigma_{\text{ш}} > 3$) плотность вероятности огибающей близка к нормальной.

Выводы

1. Под действием *гармонической помехи* гармонический сигнал приобретает паразитную амплитудную и паразитную частотную модуляцию (ПАМ и ПЧМ).

2. При действии на входе радиотракта *импульсной помехи* на его выходе возникает высокочастотный импульс, действующий после прекращения помехи. Это объясняется тем, что радиотракт является энергоемкой системой, которая при действии импульсной помехи сначала запасает энергию, а затем отдает ее. Частота заполнения импульса равна резонансной частоте радиотракта, форма огибающей зависит от вида АЧХ радиотракта. Длительность импульса обратно пропорциональна, а максимальное значение прямо пропорционально полосе пропускания радиотракта.

3. При совместном действии на радиотракт гармонического сигнала и импульсной помехи возникают ПАМ и ПЧМ гармонического сигнала. В зависимости от момента прихода помехи, колебания сигнала и помехи на выходе радиотракта могут иметь разные фазовые соотношения, от синфазных до противофазных. Мощные помехи, как правило, приводят к увеличению амплитуды совместного колебания.

4. Флуктуационная помеха вызывает паразитную амплитудную модуляцию и паразитную частотную модуляцию сигнала.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение аддитивных помех: сосредоточенных; импульсных; флуктуационных.
2. К каким явлениям приводит действие сосредоточенных помех?
3. К каким явлениям приводит действие импульсных помех?
4. К каким явлениям приводит действие флуктуационных помех?

ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ ЧЕРЕЗ АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Различают два вида детекторов:

1. Некогерентный детектор на нелинейном элементе (при обработке сигнала не используется информация о фазе несущего колебания);
2. Когерентный детектор на параметрическом элементе (при обработке сигнала используется информация о фазе несущего колебания).

Аддитивная смесь сигнала и помехи по-разному проходит через детекторы этих двух видов.

Воздействие гармонической помехи на некогерентный детектор

Рассмотрим последовательный детектор на полупроводниковом диоде (рис. 2.6).

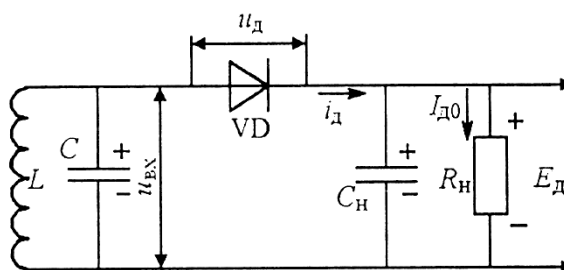


Рис. 2.6. Амплитудный детектор

Допустим, что на входе детектора действует аддитивная смесь двух гармонических сигналов. Выходное напряжение линейного детектора определяется амплитудой суммарного входного напряжения, поэтому для оценки результата взаимодействия двух сигналов следует рассмотреть закон изменения амплитуды суммарного колебания.

Сумма двух синусоидальных напряжений с различными частотами образует напряжение, амплитуда и фаза которого изменяются с частотой биений, равной разности частот суммируемых колебаний. На рис. 2.7 представлены векторная диаграмма входных сигналов и значение амплитуды суммарного колебания для двух случаев:

- амплитуда второго входного колебания значительно меньше, чем амплитуда первого;
- амплитуды колебаний входных сигналов равны.

Нетрудно убедиться, что продолжительность положительных полуволн огибающей амплитуд суммарного напряжения больше продолжительности отрицательных полуволн, причем эта асимметрия увеличивается при приближении значения амплитуды слабого сигнала к амплитуде сильного.

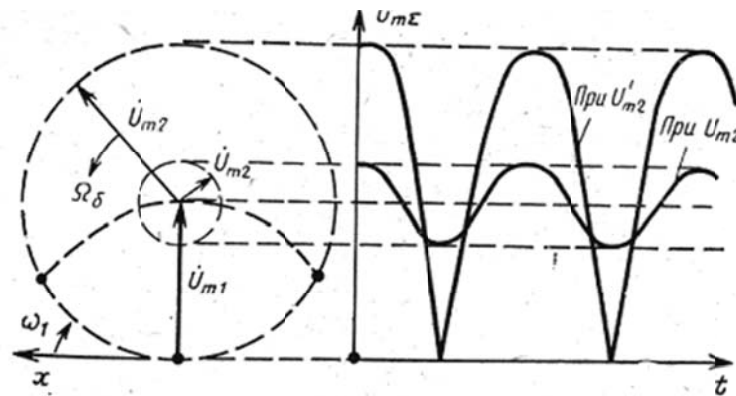


Рис. 2.7. Амплитуда суммарного напряжения

Безынерционный по отношению к частоте биений детектор будет воспроизводить огибающую суммарного сигнала, которая может вызвать свист на выходе приемника (если частота биений пропускается усилителем низких частот).

Инерционный по отношению к частоте биений детектор будет воспроизводить постоянную составляющую амплитуды, которая при неравенстве амплитуд входных сигналов лишь незначительно отличается от амплитуды более сильного сигнала (рис. 2.8).

Разность несущих частот входных сигналов (частота биений) обычно больше, чем частоты модуляции сигналов. По отношению к относительно низким частотам модуляции детектор всегда безынерционен, так как эти частоты должны воспроизводиться приемником.

Рассмотрим случай, когда модулирован по амплитуде более слабый сигнал (рис. 2.9).

Амплитуда суммарного сигнала изменяется с частотой биений (сплошная линия), в то время как огибающая амплитуд изменяется с частотой модуляции (пунктирная линия).

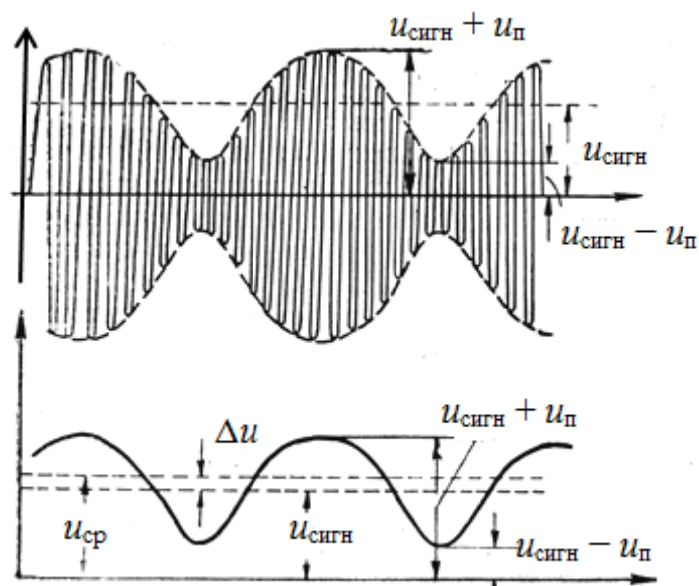


Рис. 2.8. Изменение постоянной составляющей выходного сигнала вследствие действия слабой гармонической помехи

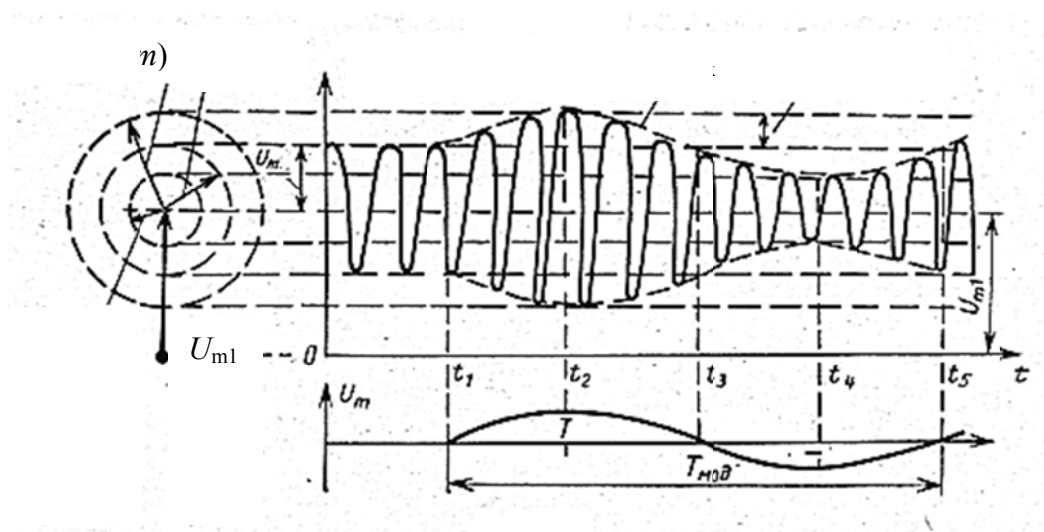


Рис. 2.9. Сигнал биений при модуляции слабого сигнала

Инерционный по отношению к частоте биений детектор воспроизводит огибающую амплитуд (нижняя кривая на рисунке). Она соответствует закону модуляции входного сигнала и практически не зависит от уровня сильного сигнала. Поэтому в линейном инерционном детекторе отношение выходных напряжений, обусловленных двумя сигналами, действующими на входе, равно отношению входных напряжений.

Безынерционный по отношению к частоте биений детектор воспроизводит сигнал биений (сплошная линия). В этом сигнале содержатся следующие составляющие спектра:

- постоянная составляющая за период модуляции, которая незначительно превышает амплитуду сильного сигнала;
- переменная составляющая с частотой модуляции слабого сигнала, возникшая из-за асимметрии сигнала биений;
- переменная составляющая с частотой биений, модулированная по амплитуде так же, как промодулирован меньший из сигналов.

Третьей составляющей можно пренебречь, если после детектора имеется фильтр, подавляющий спектр модулированного сигнала биений. Вторая составляющая тем меньше, чем меньше асимметрия сигнала биений, т. е. чем меньше отношение амплитуд входных сигналов. Таким образом, выходное напряжение в основном определяется уровнем более сильного сигнала. Описанное явление носит название **амплитудной избирательности детектора**.

В том случае, если промодулированы оба сигнала, между отношениями сигнал/помеха на входе и выходе детектора существует соотношение

$$q_{\text{вых}} = \frac{1}{2} q_{\text{вх}}^2. \quad (2.16)$$

Следовательно, если отношение амплитуд несущих гармонических сигналов на входе детектора равно $1/3$, то при одинаковых коэффициентах модуляции отношение амплитуд выходных напряжений детектора составит всего $1/18$.

Таким образом, безынерционный по отношению к частоте биений детектор обладает амплитудной избирательностью: в нем имеет место подавление слабого сигнала сильным. Это свойство полезно, когда помеха имеет малый уровень по сравнению с принимаемым сигналом, но препятствует приему слабого сигнала при наличии сильной помехи.

Прохождение аддитивной смеси сигнала и шума через некогерентный амплитудный детектор

Примем, что на входе детектора действует сумма узкополосного шума и гармонического сигнала. В первом приближении шум можно представить набором гармонических составляющих, следующих через частотный интервал δf и имеющих случайные начальные фазы и

одинаковые амплитуды. При этом напряжение на выходе детектора образуется путем выделения составляющих следующих видов: биения типа «шум – шум»; биения типа «сигнал – шум».

Спектр биений типа «шум – шум» убывает с ростом частоты, так как при увеличении разности частот между компонентами шума все меньшее их количество участвует в создании шума на выходе (при разности частот, равной ширине спектра шума, остается всего две компоненты). Спектр биений типа «сигнал – шум» имеет равномерное распределение по частоте, так как в создании шумового напряжения на выходе детектора на каждой частоте участвует сигнал и две компоненты шума, симметрично расположенные относительно его спектра. Но если биения «шум – шум» занимают полосу частот, равную ширине шумового спектра на входе, то биения «сигнал – шум» располагаются на вдвое меньшей полосе. Суммарный спектр приведен на рис. 2.10.



Рис. 2.10. Спектральное распределение шума на выходе детектора

При коэффициенте модуляции, равном единице, отношения сигнал/шум на входе и выходе детектора (по напряжению) связаны приближенным соотношением

$$q_{\text{вых}} = \frac{q_{\text{вх}}^2}{\sqrt{1 + q_{\text{вх}}^2}}. \quad (2.17)$$

Из последнего соотношения следует, что при больших отношениях сигнал/шум на входе оно не меняется при детектировании, а при малых отношениях детектирование сигнала становится квадратичным. Вследствие этого наблюдаются:

- искажения продетектированного сигнала;

- подавление сигнала сильной помехой.

Для повышения помехоустойчивости приемника используют:

- оптимальные фильтры до детектора, обеспечивающие максимальное отношение сигнал/шум;
- когерентное детектирование (синхронный детектор).

Синхронный детектор

При детектировании сигнала синхронным детектором используется информация о фазе несущего колебания. Поэтому рассматриваемый вид обработки сигнала является когерентным.

Структурная схема синхронного детектора представлена на рис. 2.11.

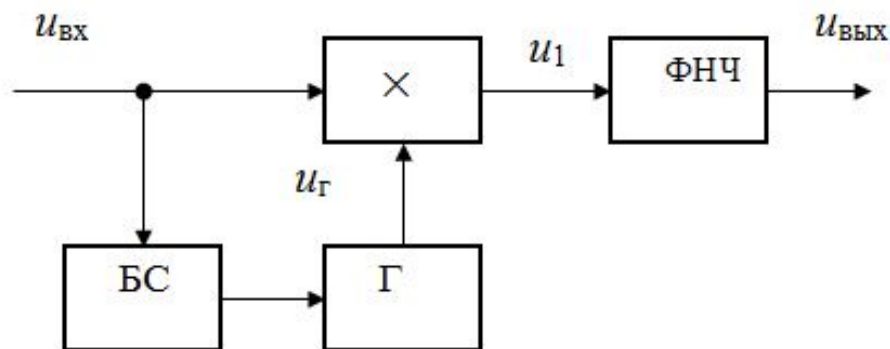


Рис. 2.11. Структурная схема синхронного детектора:
Г – гетеродин; БС – блок синхронизации; ФНЧ – фильтр нижних частот

Синхронный детектор линеен по отношению к входным сигналам, поэтому в нем не происходит подавления сигнала шумом.

Найдем выходное напряжение синхронного детектора.

$$u_{\text{ВХ}} = U(t) \cos(\omega t);$$

$$u_{\text{Г}} = U_{\text{Г}} \cos(\omega t + \varphi);$$

$$\varphi = 0;$$

$$u_1 = k u_{\text{ВХ}} u_{\text{Г}} = \frac{k}{2} U_{\text{Г}} U(t) (1 + \cos(2\omega t));$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{k}{2} U_{\text{Г}} U(t).$$

Равенство нулю разности фаз напряжений сигнала и гетеродина обеспечивается блоком синхронизации. В этом случае на выходе синхронного детектора выделяется огибающая входного сигнала.

Основные методы синхронизации гетеродина:

- захватывание колебаний гетеродина напряжением несущей сигнала (несущая выделяется узкополосным фильтром и подается для синхронизации на автогенератор);
- использование в качестве гетеродинного сигнала несущей принятого сигнала (несущая выделяется узкополосным фильтром, усиливается и ограничивается по амплитуде);
- использование фазовой автоподстройки частоты в качестве узкополосного фильтра, выделяющего несущую сигнала.

Функциональные схемы блоков синхронизации приведены на рис. 2.12.

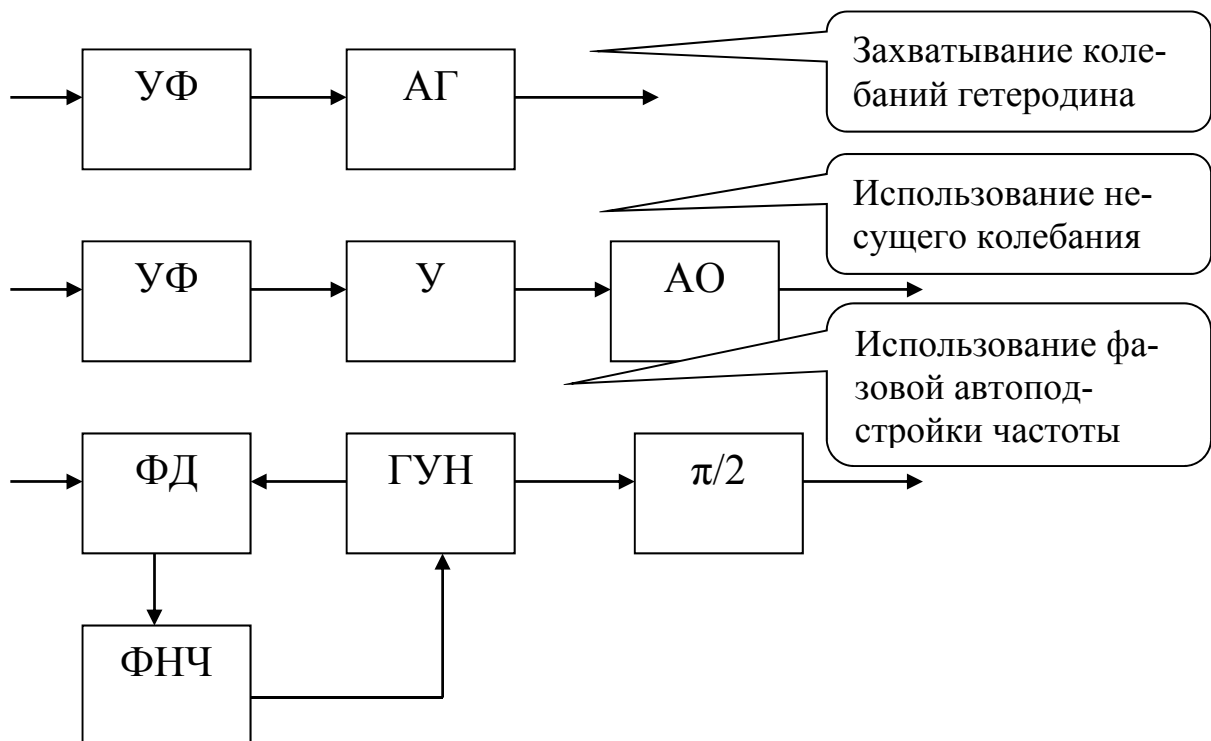


Рис. 2.12. Функциональные схемы блоков синхронизации:
УФ – узкополосный фильтр; АГ – автогенератор; У – усилитель;
АО – амплитудный ограничитель; ФД – фазовый дискриминатор;
ГУН – генератор, управляемый напряжением

Нетрудно убедиться, что при $\varphi = \pm \pi/2$ выходное напряжение синхронного детектора равно нулю. Это свойство называют **фазовой избирательностью синхронного детектора**. Синхронный детектор подавляет сигналы, находящиеся в квадратуре по отношению к напряжению гетеродина.

При детектировании амплитудно-модулированных сигналов роль синхронного детектора выполняет фазовый детектор, на который подаются входной сигнал и опорное напряжение от гетеродина.

Представляя вектор узкополосного шумового напряжения в виде двух квадратурных составляющих, одна из которых синфазна с сигналом, а вторая находится с ним в квадратуре, можно убедиться, что за счет подавления квадратурной составляющей шума синхронный детектор улучшает отношение сигнал/шум на 3 дБ:

$$q_{\text{вых СД}} = \sqrt{2} q_{\text{вх}}. \quad (2.18)$$

Выигрыш по сравнению с обычным детектором составляет

$$V = \frac{q_{\text{вых СД}}}{q_{\text{вых}}} = \sqrt{2 \left(1 + \frac{1}{q_{\text{вх}}^2} \right)}. \quad (2.19)$$

При малых отношениях сигнал/шум на входе детектора выигрыш может быть весьма значительным.

Выводы

- Безынерционный по отношению к частоте биений амплитудный детектор обладает амплитудной избирательностью: в нем имеет место подавление слабого сигнала сильным. Это свойство полезно, когда помеха имеет малый уровень по сравнению с принимаемым сигналом, но препятствует приему слабого сигнала при наличии сильной помехи.

- При малых отношениях сигнал/шум детектирование сигнала становится квадратичным. Вследствие этого наблюдаются искажения продетектированного сигнала и подавление сигнала сильной помехой.

- Для повышения помехоустойчивости приемника используют оптимальные фильтры до детектора, обеспечивающие максимальное отношение сигнал/шум, или когерентное детектирование (синхронный детектор).

- Синхронный детектор подавляет сигналы, находящиеся в квадратуре по отношению к напряжению гетеродина. За счет подавления квадратурной составляющей шума синхронный детектор улучшает отношение сигнал/шум на 3 дБ.

- При малых отношениях сигнал/шум выигрыш в помехоустойчивости синхронного детектора по сравнению с обычным может быть весьма значительным.

Контрольные вопросы

1. Что называют амплитудной избирательностью детектора?
2. Объясните, почему безынерционный детектор обладает амплитудной избирательностью, а инерционный – не обладает.
3. Какую форму имеет спектр шумового напряжения на выходе амплитудного детектора?
4. Как изменяется отношение сигнал/шум при амплитудном детектировании?
5. Почему при сильной шумовой помехе линейный амплитудный детектор создает нелинейные искажения?
6. Как устроен синхронный детектор?
7. Нарисуйте структурные схемы различных вариантов блоков синхронизации синхронного детектора.
8. Что называют фазовой избирательностью синхронного детектора?
9. Докажите, что синхронный детектор улучшает отношение сигнал/шум на 3 дБ.
10. Как количественно оценить помехоустойчивость синхронного детектора по сравнению с обычным?

ПРОХОЖДЕНИЕ АДДИТИВНОЙ СМЕСИ СИГНАЛА И ПОМЕХИ ЧЕРЕЗ ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

Вариант схемы частотного детектора представлен на рис. 2.13. Рассмотрим прохождение смеси гармонического сигнала с частотной модуляцией и помех различного вида через детектор. Отметим, что вследствие наличия амплитудного ограничителя АО на входе частотного детектора он будет нечувствителен к паразитной амплитудной модуляции смеси сигнала и помехи.

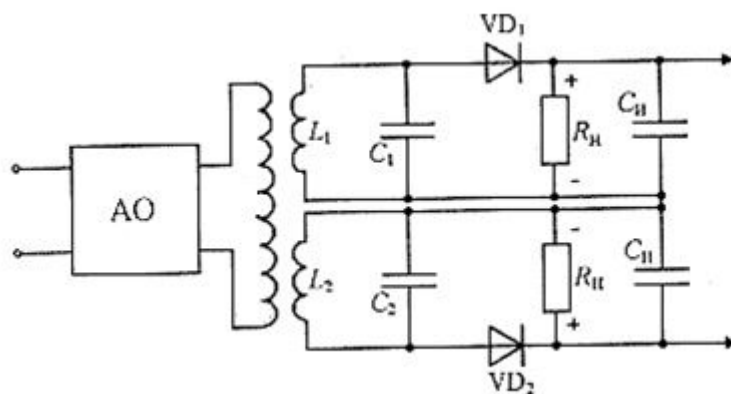


Рис. 2.13. Схема частотного детектора

Гармоническая помеха

Гармоническая помеха в сумме с полезным колебанием создает изменения амплитуды и фазы суммарного колебания. Частотный детектор благодаря АО не реагирует на изменение амплитуды суммарного колебания. Существенным для формирования выходного напряжения частотного детектора является изменение частоты входного колебания.

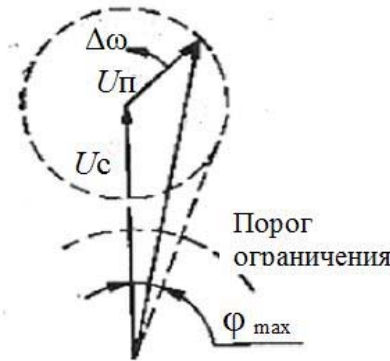


Рис. 2.14. Векторная диаграмма

Рассмотрим упрощенную модель воздействия синусоидальной помехи при приеме частотно-модулированного сигнала. Предположим, что ко входу частотного детектора подведено высокочастотное напряжение немодулированного сигнала с амплитудой $U_{мс}$ и частотой ω_c . Кроме того, допустим, что к детектору подведено также напряжение синусоидальной помехи с амплитудой $U_{мп}$ и частотой $\omega_{п}$. Помеха создаст биения с немодулированным сигналом, в результате которых амплитуда и частота суммарного колебания будут изменяться с разностной частотой $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{п}$. Суммарное колебание приобретет переменное фазовое отклонение, которое соответствует положениям векторов напряжений помехи и сигнала, изображенным на рис. 2.14.

Рассчитаем отношение сигнал/помеха на выходе частотного детектора в случае слабой помехи $q_{вх} = U_c / U_{п} \gg 1$.

При расчете напряжения сигнала на выходе пренебрежем действием слабой помехи:

$$u_{с\text{ вых}} = U_{с\text{ вых}} \sin(\Omega t + \varphi_c), \quad \text{где } U_{с\text{ вых}} = S_{чд} \Delta f_{дев}. \quad (2.20)$$

Здесь $S_{чд}$ – крутизна детекторной характеристики частотного детектора; $\Delta f_{дев} = \psi \Omega / 2\pi$ – девиация частоты сигнала.

При расчете напряжения помехи на выходе пренебрежем частотной модуляцией сигнала. Отклонение фазы сигнала, вызванное помехой,

$$\varphi_{\text{сп}}(t) = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} \sin(\Delta\omega t). \quad (2.21)$$

Мгновенное отклонение частоты сигнала, вызванное помехой,

$$\Delta f_{\text{сп}}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} \Delta f \cos(\Delta\omega t). \quad (2.22)$$

Девияция частоты сигнала, вызванная действием помехи,

$$\Delta f_{\text{сп дев}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} \Delta f, \quad (2.23)$$

пропорциональна отношению амплитуд помехи и сигнала, а также разности частот помехи и сигнала Δf .

Напряжение помехи на выходе частотного детектора:

$$u_{\text{п вых}} = S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{сп}}(t) = S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{сп дев}} \cos(\Delta\omega t). \quad (2.24)$$

Таким образом, помеха на выходе частотного детектора представляет собой гармоническое колебание с частотой $\Delta f = |f_{\text{с}} - f_{\text{п}}|$ и амплитудой

$$U_{\text{п вых}} = S_{\text{чд}} \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{с}}} \Delta f. \quad (2.25)$$

Чем больше разность частот сигнала и помехи, тем выше частота помехи на выходе частотного детектора и тем больше ее амплитуда. Если частота помехи совпадает с частотой сигнала, то она практически не оказывает влияния на прием ЧМ сигналов. С возрастанием расстройки действие помехи увеличивается.

Отношение сигнал/помеха на выходе частотного детектора

$$q_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{с вых}}}{U_{\text{п вых}}} = q_{\text{вх}} \frac{\Delta f_{\text{дев}}}{\Delta f}. \quad (2.26)$$

Если расстройка превысит максимальную частоту модулирующего колебания, то возникшая на выходе частотного детектора помеха не будет пропущена низкочастотным трактом приемника, так как верхняя граничная частота этого тракта выбирается равной верхней частоте модуляции (рис. 2.15).

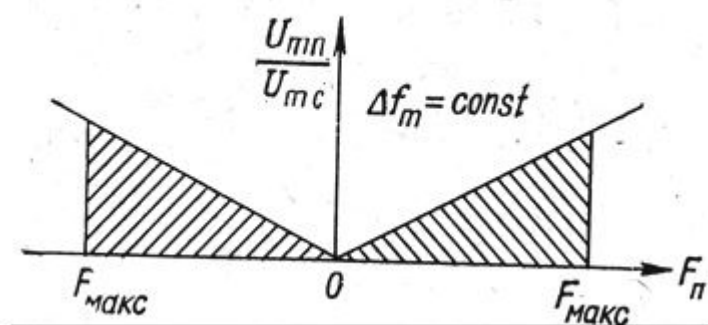


Рис. 2.15. Предельная величина расстройки синусоидальной помехи

На основании этих рассуждений можно определить наименьший выигрыш в отношении сигнал/помеха, который получается при частотном детектировании. В частотном детекторе наихудшее отношение сигнал/помеха будет на верхней частоте модуляции, следовательно:

$$q_{\text{вых min}} = q_{\text{вх}} \frac{\Delta f_{\text{дев}}}{F_{\text{max}}} = q_{\text{вх}} \psi. \quad (2.27)$$

Из последнего равенства следует, что в самых трудных условиях в приемнике ЧМ сигналов обеспечивается выигрыш при детектировании (улучшение отношения сигнал/помеха), определяемый индексом модуляции сигнала ψ .

При 100%-й амплитудной модуляции в линейном инерционном амплитудном детекторе отношение сигнал/помеха на выходе равно отношению сигнал/помеха на входе. Следовательно, частотный детектор обеспечивает выигрыш по сравнению с амплитудным, равный индексу модуляции ψ .

Реализация большого выигрыша требует применения широкополосной модуляции ($\psi \gg 1$).

Необходимо обратить внимание, что полученные результаты справедливы только для синусоидальной помехи, значительно меньшей по уровню, чем полезный сигнал.

Флуктуационная помеха

Рассчитаем, как связаны между собой отношение сигнал/шум на входе и выходе частотного детектора, если $q_{\text{вх}} \gg 1$.

Уровень сигнала на выходе ЧД можно определить, пренебрегая относительно слабой шумовой помехой:

$$U_{\text{с вых}} = S_{\text{чд}} \Delta f_{\text{дев}}. \quad (2.28)$$

При расчете уровня шума на выходе ЧД в первом приближении можно пренебречь модуляцией сигнала.

Примем, что приемник ЧМ сигнала имеет полосу пропускания радиотракта ΔF , а полоса пропускания низкочастотного тракта ограничена максимальной модулирующей частотой $F_{\max}$. Предположим, что мощность помехи равномерно распределена в пределах полосы пропускания радиотракта с равномерной АЧХ, и спектральная плотность мощности равна N_0 (рис. 2.16).

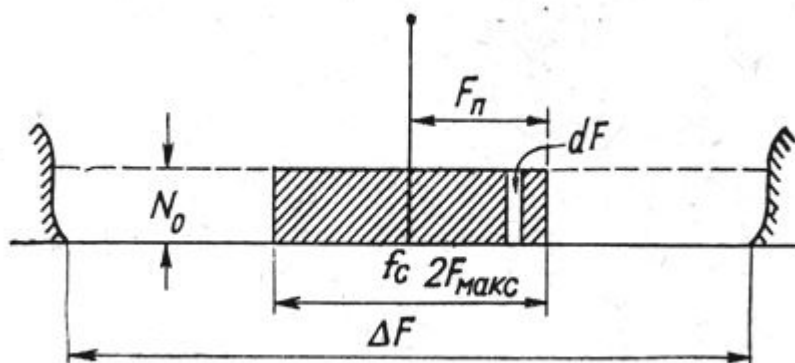


Рис. 2.16. Воздействие флуктуационной помехи на приемник ЧМ колебаний

Тогда дисперсия помехи на входе ЧД равна

$$\sigma_{\text{вх}}^2 = N_0 \Delta F. \quad (2.29)$$

Узкополосная шумовая помеха может быть пересчитана в паразитную амплитудную и паразитную частотную модуляцию сигнала на входе. Паразитная амплитудная модуляция устраняется амплитудным ограничителем, а паразитная частотная модуляция создает шумовое напряжение на выходе ЧД.

Отношение сигнал/шум на входе ЧД

$$q_{\text{вх}}^2 = U_c^2 / 2 \sigma_{\text{вх}}^2. \quad (2.30)$$

Для оценки уровня шума на выходе приемника выделим в общей полосе радиотракта элементарную полосу dF . Узкополосный шум в элементарной полосе представим как гармоническое колебание соответствующей частоты, мощность которого равна мощности помехи в этой полосе, а фаза – случайна. Повторяя этот процесс на всех рассматриваемых частотах, можно шумовую помеху заменить набором гармонических составляющих с постоянными амплитудами и случайными фазами. Напряжение на выходе ЧД от каждой составляю-

щей общего процесса находится по результатам предыдущего рассмотрения (действие гармонической помехи на частотный детектор). Мощность шумовой помехи на выходе образуется путем сложения мощностей колебаний на выходе от всех составляющих входного шума в полосе $2 F_{\max}$. Ограничение пределов суммирования величинами $\pm F_{\max}$ оправдано тем, что все составляющие флуктуационной помехи за пределами этой полосы не попадут в полосу пропускания тракта низкой частоты приемника.

Учитывая, что уровень шума на входе определяется полосой $\Delta F = 2 \Delta f_{\text{дев}}$, а уровень шума на выходе – полосой $2 F_{\max}$, можно предположить, что в случае широкополосной ЧМ ($\psi = \Delta f_{\text{дев}} / F_{\max} \gg 1$) при детектировании улучшится отношение сигнал/шум. Положительный эффект в этом плане достигается также за счет подавления паразитной амплитудной модуляции сигнала и за счет того, что составляющие шума, частоты которых близки к частоте несущей сигнала, создают незначительное напряжение на выходе ЧД. Все эти факторы приводят к повышению помехоустойчивости приемника ЧМ сигналов.

Расчеты показывают, что дисперсия шума на выходе ЧД определяется соотношением

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = 2 S_{\text{чд}}^2 F^3 N_0 / 3 U_c^2. \quad (2.31)$$

Следовательно, отношение сигнал/шум на выходе ЧД равно

$$q_{\text{вых}}^2 = 3 U_c^2 \Delta f_{\text{дев}}^2 / 4 F_{\max}^3 N_0. \quad (2.32)$$

Сопоставляя $q_{\text{вх}}$ и $q_{\text{вых}}$, нетрудно убедиться, что отношение сигнал/шум при детектировании улучшается, и *выигрыш* (по мощности) составляет

$$B = q_{\text{вых}}^2 / q_{\text{вх}}^2 = 3 \psi^3. \quad (2.33)$$

Этот вывод справедлив при больших отношениях амплитуды сигнала к эффективному значению напряжения помехи на входе детектора. При уменьшении $q_{\text{вх}}^2$ выигрыш падает вследствие порогового эффекта частотного детектирования, снижаясь теоретически до нуля при $q_{\text{вх}} = 1$.

Порог улучшения качества приема

По экспериментальным данным в случае использования обычного частотного детектора выигрыш при детектировании теряется, ко-

гда пиковое значение помехи увеличивается до уровня амплитуды сигнала. Пороговый эффект объясняют скачками фазы в смеси сигнала и шума (рис. 2.17).

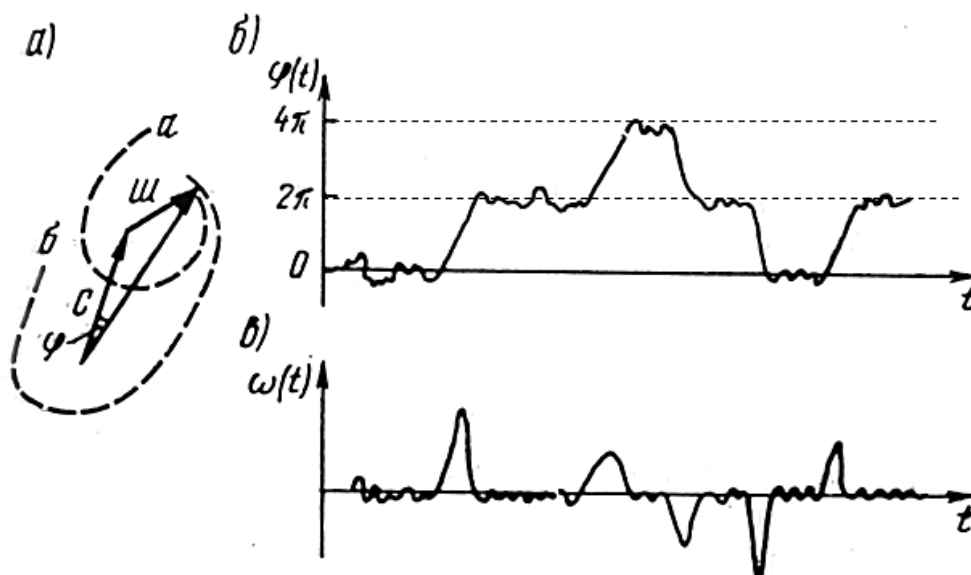


Рис. 2.17. Возникновение скачков фазы при малых $q_{\text{вх}}$

Из рисунка видно, что при больших уровнях шума суммарный вектор смеси «сигнал – шум» совершает «быстрый» поворот на 360 градусов (скачок фазы). В результате в зависимости мгновенной частоты от времени возникают выбросы, приводящие к появлению аналогичных выбросов в выходном напряжении детектора. Спектральная плотность мощности помехи на выходе частотного детектора, имеющая при $q_{\text{вх}} \gg 1$ параболическую зависимость от частоты, принимает аномальный характер (рис. 2.18.) за счет увеличения СПМ в области низких частот.

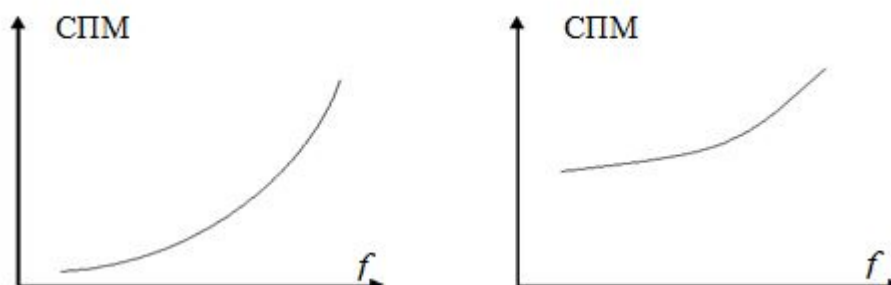


Рис. 2.18. Нормальное (слева) и аномальное (справа) распределение СПМ помехи на выходе ЧД

Минимальное отношение сигнал/шум на входе частотного детектора, необходимое для получения выигрыша при детектировании, называют *порогом улучшения качества*. Чтобы получить большой выигрыш, нужно иметь хорошее отношение сигнал/шум на входе детектора (рис. 2.19).

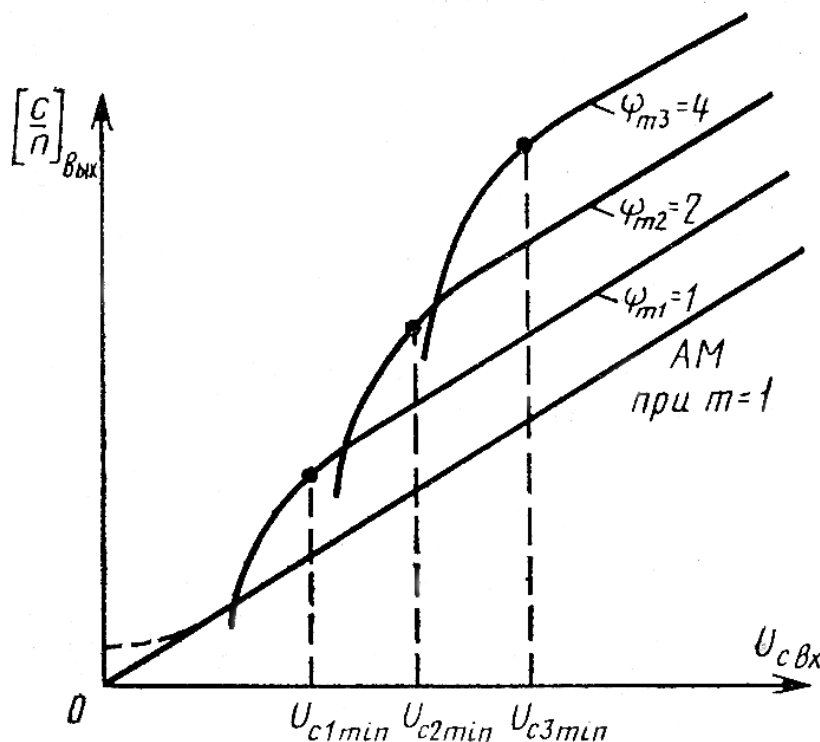


Рис. 2.19. Порог улучшения качества приема

Чем больше индекс модуляции ψ , тем больше выигрыш при детектировании, но и тем выше порог улучшения качества приема.

В профессиональной радиосвязи обычно предполагается работа при высоком уровне помех ($q_{\text{вх}} = 5 \div 6$ дБ). В этом случае выигрыш сохраняется только при небольших индексах модуляции, и используется узкополосная ЧМ. В радиовещании на УКВ обеспечивается высокое отношение сигнал/помеха на входе приемника, и целесообразно использовать широкополосную ЧМ.

Снижение порога улучшения качества приема

Обычный частотный детектор (рис. 2.13) не является оптимальным демодулятором. Теоретически рассчитанные значения порога улучшения качества при оптимальном приеме значительно ниже получаемых практически с обычным ЧД.

В качестве оптимальных демодуляторов разработаны *порогопонижающие* схемы:

- схема ЧД со следящим фильтром;
- схема ЧД с обратной связью по частоте;
- схема синхронно-фазового детектора.

Работа схем основана на том обстоятельстве, что активная часть спектра ЧМ колебания в текущий момент времени равна $2 F_{\max}$, что значительно меньше общей ширины спектра, равной примерно $2 \Delta f_{\text{дев}}$. В связи с этим можно уменьшить полосу пропускания УПЧ до значения $2 F_{\max}$, если использовать фильтр, следящий за мгновенным положением активной части спектра на оси частот. Увеличение отношения сигнал/шум, достигаемое за счет сужения полосы УПЧ, равносильно снижению порога улучшения качества приема.

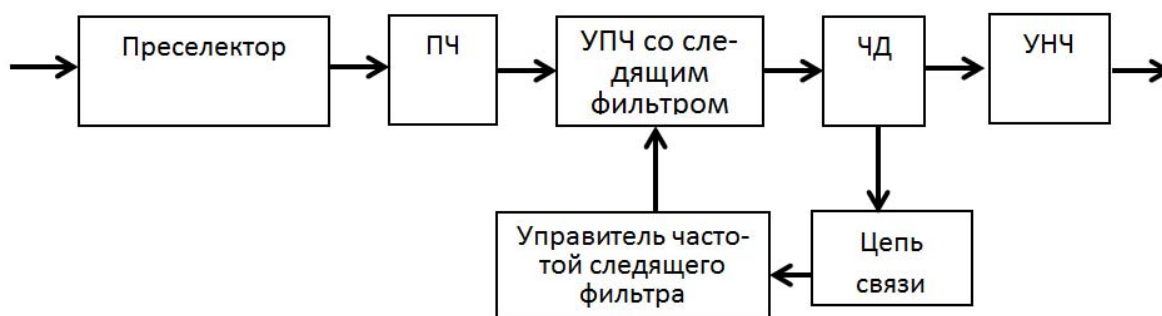


Рис. 2.20. Схема приемника со следящим демодулятором

Фильтр УПЧ имеет полосу пропускания порядка $F_{\max}$, а его средняя частота изменяется по закону модуляции входного сигнала.

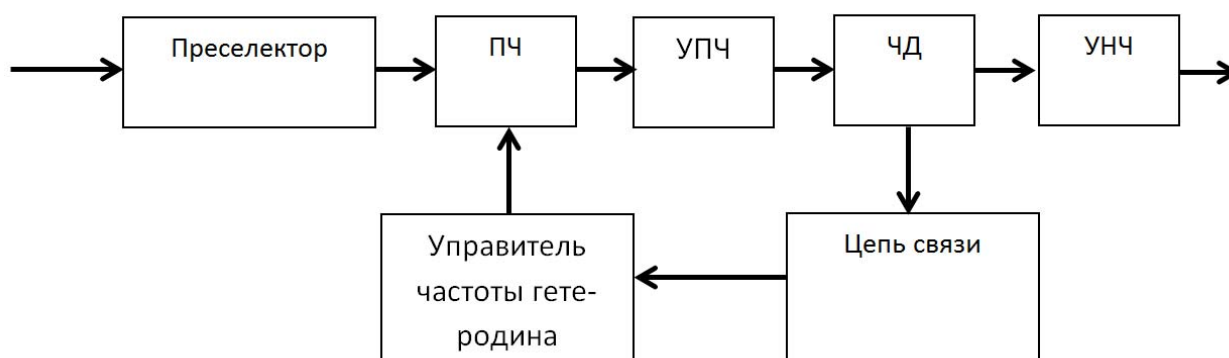


Рис. 2.21. Схема с обратной связью по частоте

В этой схеме фильтр промежуточной частоты имеет постоянную частоту настройки и полосу пропускания порядка $2F_{\max}$, в которую спектр входного сигнала преобразуется за счет перестройки гетеродина, соответствующей закону модуляции ЧМ сигнала.

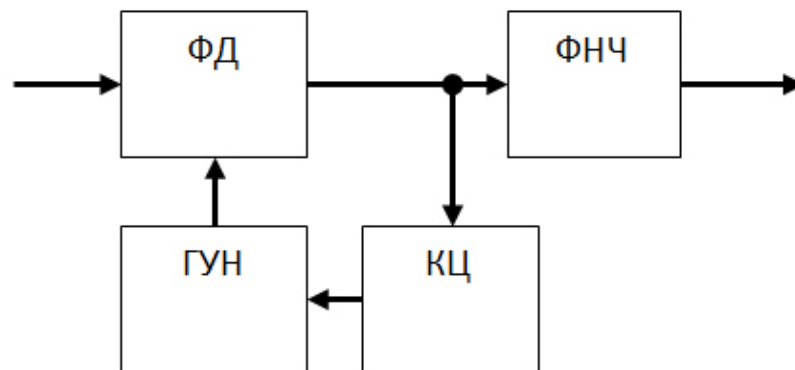


Рис. 2.22. Синхронно-фазовый детектор:

ФД – фазовый детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот;
ГУН – генератор, управляемый напряжением; КЦ – корректирующая цепь

Благодаря действию системы ФАПЧ спектр сигнала сжимается и после демодуляции выделяется ФНЧ, имеющим полосу пропускания $F_{\max}$.

Все три схемы по помехоустойчивости теоретически равноценны. Они представляют различные варианты оптимальной демодуляции ЧМ колебания.

Импульсная помеха

Суммарный эффект от действия импульсной помехи можно определить путем арифметического сложения результатов воздействия всех компонентов спектра. Полагая составляющие спектра помехи синфазными и одинаковыми по амплитуде, нетрудно сопоставить действие импульсной помехи на амплитудный и частотный детекторы (рис. 2.23).

Действие компонентов помехи в приемнике АМ сигналов и отношение сигнал/помеха на выходе не зависит от разности частот сигнала и помехи. Оно постоянно во всей полосе частот и определяется ординатой ab .

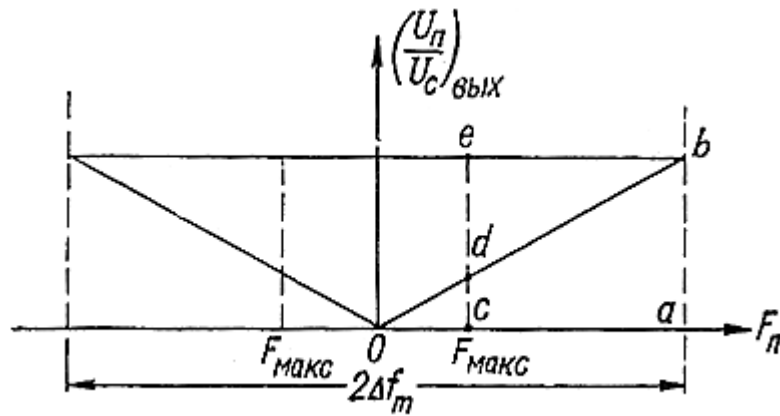


Рис. 2.23. График зависимости относительного уровня помехи от разности частот сигнала и помехи в АМ и ЧМ приемниках

Действие компонентов помехи в приемнике ЧМ сигналов зависит от разности частот сигнала и помехи. Среднее арифметическое значение отношения сигнал/помеха определяется половиной ординаты cd . Выигрыш, полученный при приеме ЧМ сигналов, можно оценить отношением этих отрезков. Учитывая подобие треугольников oab и ocd , и переходя от отношения амплитуд к отношению мощностей, получим

$$B = 4\psi^2. \quad (2.34)$$

Таким образом, эффективное ослабление импульсных помех достигается, как и ослабление помех флуктуационных, при широкополосной ЧМ. Оно возрастает с увеличением индекса модуляции. Это условие является общим для всех видов помех.

Выводы

- Чем больше разность частот сигнала и гармонической помехи, тем выше частота помехи на выходе частотного детектора и тем больше ее амплитуда. Если частота помехи совпадает с частотой сигнала, то она практически не оказывает влияния на прием ЧМ сигналов. С возрастанием расстройки действие помехи увеличивается
- При гармонической помехе наихудшее отношение сигнал/помеха будет на верхней частоте модуляции

$$q_{\text{вых min}} = q_{\text{вх}} \frac{\Delta f_{\text{дев}}}{F_{\text{max}}} = q_{\text{вх}} \psi. \quad (2.35)$$

- В случае флуктуационной помехи отношение сигнал/шум при частотном детектировании улучшается и *выигрыш* (по мощности) составляет

$$B = q_{\text{вых}}^2 / q_{\text{вх}}^2 = 3 \psi^3. \quad (2.36)$$

- Эти выводы справедливы при больших отношениях амплитуды сигнала к эффективному значению напряжения помехи на входе детектора. При уменьшении $q_{\text{вх}}$ выигрыш падает вследствие порогового эффекта частотного детектирования.

- Минимальное отношение сигнал/шум на входе частотного детектора, необходимое для получения выигрыша при детектировании, называют порогом улучшения качества. Чтобы получить большой выигрыш, нужно иметь хорошее отношение сигнал/шум на входе детектора.

- В качестве оптимальных демодуляторов разработаны порогопонижающие схемы:

- схема ЧД со следящим фильтром;
- схема ЧД с обратной связью по частоте;
- схема синхронно-фазового детектора.

- Работа порогопонижающих схем основана на том обстоятельстве, что активная часть спектра ЧМ колебания в текущий момент времени равна $2 F_{\text{max}}$, что значительно меньше общей ширины спектра, равной примерно $2 \Delta f_{\text{дев}}$. В связи с этим можно уменьшить полосу пропускания УПЧ до значения $2 F_{\text{max}}$, если использовать фильтр, следящий за мгновенным положением активной части спектра на оси частот.

- Эффективное ослабление импульсных помех достигается, как и ослабление помех флуктуационных, при широкополосной ЧМ. Оно возрастает с увеличением индекса модуляции. Это условие является общим для всех видов помех.

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте форму напряжения на выходе ЧД от гармонической помехи. Чем определяются частота и амплитуда помехи на выходе?
2. Что называют выигрышем при детектировании?
3. За счет каких факторов возникает выигрыш при детектировании широкополосного ЧМ сигнала? Чем определяется величина выигрыша?
4. Что называют порогом улучшения качества?

5. Какие порогопонижающие схемы Вам известны? Нарисуйте их структурные схемы.

6. Сравните помехоустойчивость АМ и ЧМ приемников к импульсной помехе.

7. Почему в профессиональной связи используют узкополосную ЧМ, а в радиовещании – широкополосную?

МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ФЛУКТУАЦИОННЫМИ ПОМЕХАМИ

Оптимальный прием

Флуктуационная помеха представляет собой случайный процесс. Она неизбежно присутствует во входном колебании приемника, так как одной из причин ее возникновения является внутренний шум приемника, создаваемый его элементами. Некоторые виды внешних помех тоже носят флуктуационный характер.

Методы борьбы с флуктуационной помехой основаны на общей теории оптимальных методов радиоприема. Оптимальный приемник – это приемник, обеспечивающий минимальные искажения сообщения помехой. Помехоустойчивость оптимального приемника называют потенциальной помехоустойчивостью.

Критерий оптимизации выбирается в соответствии с задачей радиоприема (измерение информационного параметра, обнаружение цели, воспроизведение сообщения и т. д.). Этот критерий определяет алгоритм обработки смеси сигнала и помех в приемнике. Оптимальных алгоритмов может быть несколько. Используются также квази-оптимальные алгоритмы, обеспечивающие помехоустойчивость, близкую к оптимальной.

Прием дискретных сигналов известной формы

При приеме дискретных сигналов известной формы, используемых при передаче сообщений, в качестве критерия оптимальности принимают минимальную вероятность ошибки воспроизведения сообщения. Этому критерию соответствует либо максимум апостериорной вероятности того, что в смеси сигнала и помехи существует определенный дискретный сигнал известной формы, либо максимум функции правдоподобия. Эти критерии и определяют алгоритм обработки сигнала и помех в приемнике.

Прием дискретных сообщений

Допустим, что за время T передается один из N_s сигналов $S_1 S_2 \dots S_n$, энергии которых одинаковы, а колебание на входе приемника представляет аддитивную смесь сигнала и белого гауссова шума $\xi(t)$:

$$y(t) = S_j(t) + \xi(t), 0 \leq t \leq T. \quad (2.37)$$

Будем считать, что в приемнике известна форма всех передаваемых сигналов S_j , $j = \overline{1, N}$. Допустим также, что приемник синхронизирован, т. е. известны интервал $[0, T]$ появления каждого сигнала, частота и, возможно, фаза несущей. Задача приемника состоит в том, чтобы за время T принять решение, какой из ансамбля N_s сигналов $S_j(t)$ был передан, основываясь только на форме колебания, принятого на заданном интервале.

Котельников В. А. показал, что оптимальный приемник, принимающий решение по максимуму апостериорной вероятности, должен осуществлять вычисление корреляционных интегралов вида

$$z_j = \int_0^T y(t) S_j^*(t) dt, \quad (2.38)$$

где S_j^* – копии символов S_j . Решающее устройство сравнивает напряжения z_j , $j = 1, N$, в момент T и принимает решение, что передан i -й сигнал, если

$$z_i = \max \{z_1, z_2, \dots, z_N\}. \quad (2.39)$$

Корреляционный интеграл (2.38) может вычисляться активным коррелятором или согласованным фильтром. Если известна и используется при обработке начальная фаза сигнала, прием называют когерентным. Если начальная фаза не используется при обработке сигнала, прием называют некогерентным.

Общим между коррелятором и согласованным фильтром является то, что они в момент времени, соответствующий окончанию импульса сложного сигнала, выдают напряжение, определяемое взаимной корреляцией принимаемого и опорного сигналов. Это определяет их эквивалентность по помехоустойчивости. Различие состоит в том, что коррелятор – это устройство с переменными во времени параметрами, а согласованный фильтр – с постоянными. Поэтому согласованный фильтр инвариантен относительно задержки сигнала и его начальной фазы (насколько они изменяются на входе, настолько они изменяются и на выходе), а коррелятор – не инвариантен.

Когерентная обработка сигнала может быть выполнена как на базе коррелятора, так и на базе согласованного фильтра. При этом значение начальной фазы сигнала используется:

- в корреляторе – для определения начальных фаз опорных колебаний;
- при согласованной фильтрации – для определения момента стробирования выходного напряжения.

На базе того и другого устройства может быть выполнена и некогерентная обработка. При этом в случае использования коррелятора вводятся дополнительный (квадратурный) канал и схема выделения огибающей, а в случае согласованной фильтрации огибающая после согласованного фильтра выделяется амплитудным детектором.

Примеры использования корреляторов и согласованных фильтров приведены ниже: когерентная обработка на корреляторах показана на рис. 2.24, некогерентная обработка на согласованных фильтрах с детекторами огибающей – на рис. 2.25.

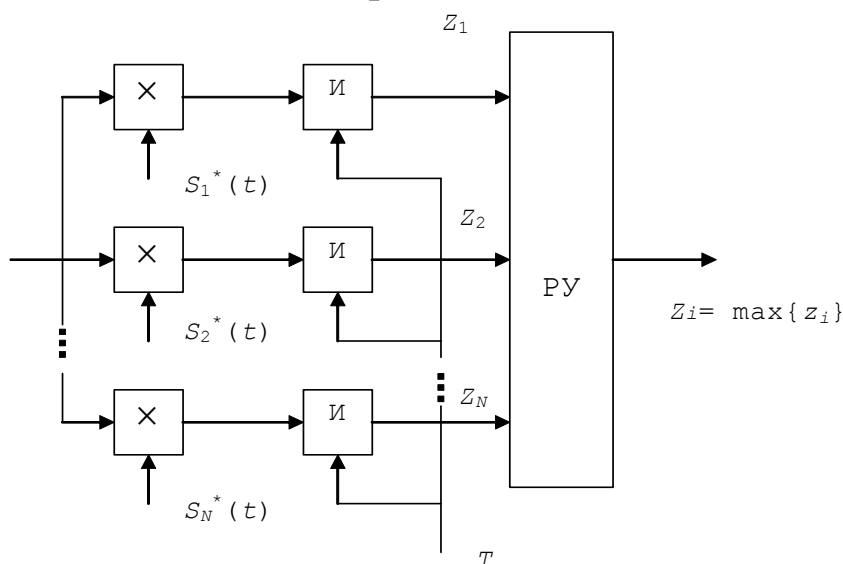


Рис. 2.24. Схема когерентного приемника дискретных сигналов:
X – умножители, И – интеграторы, РУ – решающее устройство

Входное колебание $y(t)$ поступает на умножители, на вторые входы которых подаются опорные сигналы вида

$$S_j^*(t) = S_j(t)e^{j\omega_\phi t}, \quad (2.40)$$

форма которых соответствует форме сложного сигнала, а несущая частота может отличаться на величину ω_ϕ . В случае $\omega_\phi = 0$ сигнал преобразуется умножителем на видеочастоту и вся дальнейшая обработка идет на видеочастоте. В случае $\omega_\phi \neq 0$ сигнал на выходе

перемножителей переносится на промежуточную частоту $\omega_{\text{ф}}$, и вместо интеграторов должны использоваться фильтры, согласованные с радиоимпульсом (корреляционно-фильтровая обработка сигнала). Решающее устройство РУ определяет канал, в котором напряжение в момент $t = T$ оказывается максимальным, и выдает соответствующий сигнал на выход приемника.

Работа схемы требует высокочастотной синхронизации опорных генераторов и тактовой синхронизации интеграторов со сбросом и решающего устройства. Помехоустойчивость когерентного приемника является наилучшей. При некогерентной обработке введение квадратурного канала вдвое увеличивает дисперсию шума на выходе, что приводит к ухудшению отношения сигнал/шум на 3 дБ по сравнению с когерентным приемником.

На рис. 2.25 приведена схема некогерентной обработки сложного сигнала на базе согласованных фильтров (фаза несущей неизвестна). Колебание $y(t)$ поступает на согласованные фильтры, причем в каждом j -м канале фильтр согласован с сигналом S_j , так что его импульсная характеристика

$$H_j(t) = K_0 S_j(T - t), \quad (2.41)$$

где K_0 – некоторая постоянная (усиление), T – момент окончания сигнала.

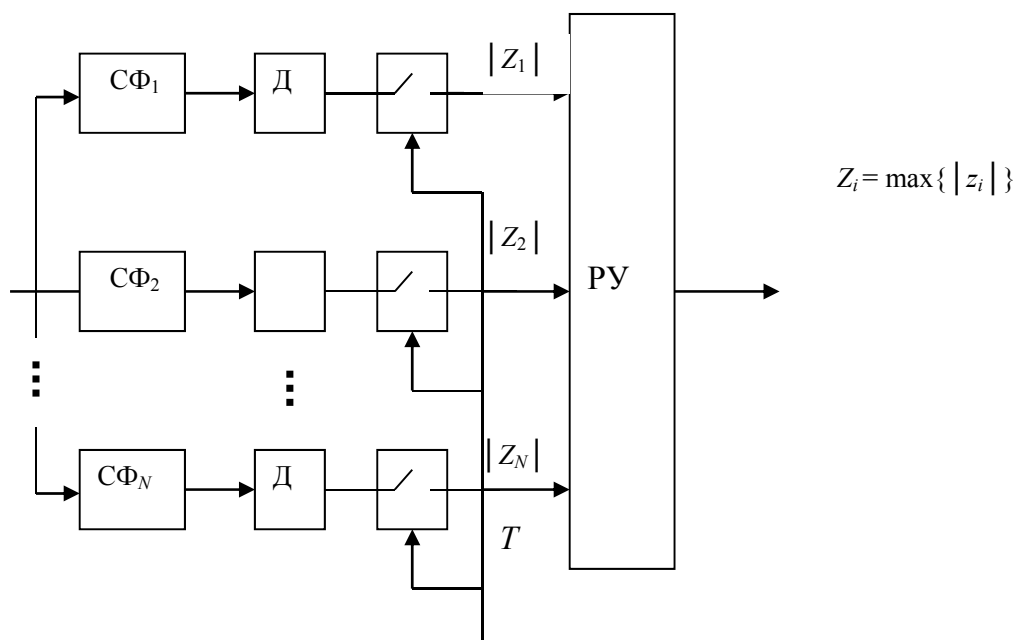


Рис. 2.25. Схема некогерентного приемника сложных сигналов:
СФ – согласованные фильтры, Д – детекторы, РУ – решающее устройство

Как известно, комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра определяется спектром сигнала $g(j\omega)$:

$$K_j(j\omega) = K_0 g^*(j\omega) \exp(-j\omega T). \quad (2.42)$$

Выходное напряжение после детектирования имеет форму модуля автокорреляционной функции сложного сигнала, его пиковое значение при $t = T$ подается на решающее устройство, выбирающее канал с наибольшим уровнем сигнала.

Прием непрерывных сообщений

Рассмотрим сигнал длительностью T , передающий непрерывное сообщение x :

$$y(t) = u_x(t) + \xi(t). \quad (2.43)$$

Самую полную информацию относительно сообщения дает идеальный приемник, который вычисляет *апостериорное распределение вероятностей* $P(x/y)$ сообщения x . Приемник, определяющий наиболее вероятное значение сообщения x_n , называют *приемником Котельникова*. Для вычисления наиболее вероятного значения сообщения не обязательно рассчитывать апостериорное распределение вероятностей. Обычно используется *достаточная статистика*, например функция правдоподобия или корреляционный интеграл. Такой приемник называют достаточным.

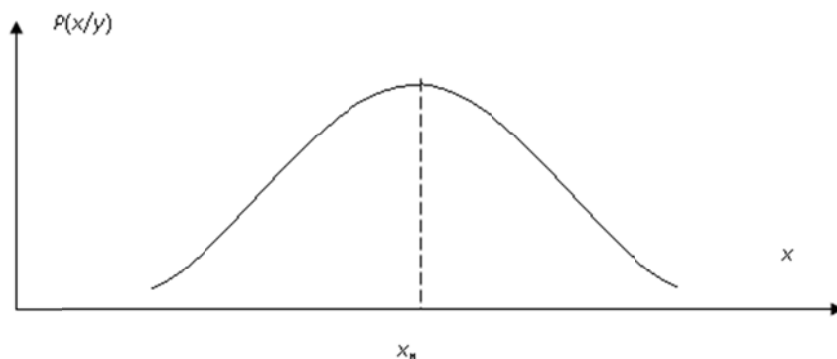


Рис. 2.26. Апостериорное распределение вероятностей

Взаимно-корреляционные устройства (коррелятор, согласованный фильтр) обеспечивают *наивысшее достижимое отношение сигнал/шум* на выходе, равное

$$q_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}(T)}{\sigma_{\text{вых}}(T)} = \sqrt{\frac{2E}{N_0}}, \quad (2.44)$$

где E — энергия сигнала, N_0 — спектральная плотность мощности помехи на входе взаимно-корреляционного устройства.

Квазиоптимальная обработка

Это упрощенная обработка сигнала, сохраняющая помехоустойчивость, близкую к потенциальной. Используется при обработке простых сигналов.

Квазиоптимальный фильтр – это фильтр с заданной АЧХ, у которого полоса пропускания выбрана так, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум на выходе фильтра. При значительном упрощении схемы фильтра потери в помехоустойчивости оказываются невелики. Например, при замене фильтра, согласованного с одиночным радиоимпульсом, квазиоптимальным фильтром в виде обычного колебательного контура с оптимальной полосой пропускания $\Pi = 0,4/t_{\text{и}}$ уменьшение отношения сигнал/шум составляет всего 0,88 дБ.

Автокорреляционная обработка: вместо опорного сигнала в корреляторе используется входная смесь сигнала с шумом.

$$u_{\text{вых}} = \int_0^T y(t)u_x(t)dt \approx \int_0^T y^2(t)dt. \quad (2.45)$$

Коррелятор заменяется квадратичным детектором, а вместо интегратора со сбросом ставится фильтр низких частот. Потери в помехоустойчивости тем меньше, чем выше отношение сигнал/шум на входе.

Прием непрерывных сигналов неизвестной формы

Это случай, когда информационное сообщение $x(t)$ модулирует параметры несущей радиосигнала: амплитуду, частоту или фазу. Оптимальный прием обеспечивается неискажающим высокочастотным трактом и оптимальным демодулятором (рис. 2.27).

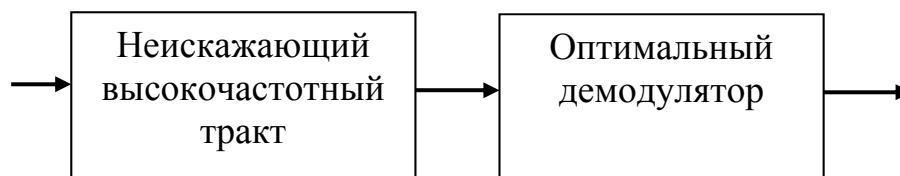


Рис. 2.27. Оптимальный приемник непрерывных сигналов неизвестной формы

Выводы

- *Оптимальный приемник* – это приемник, обеспечивающий наименьшие искажения сообщения помехой. Полностью устранить флуктуационную помеху принципиально невозможно.
- Помехоустойчивость оптимального приемника называют *потенциальной помехоустойчивостью*.
- Наиболее полная информация о сообщении содержится в *апостериорном распределении вероятностей* сообщения x в условиях приема входной реализации y . Приемник, вычисляющий апостериорное распределение, называют *идеальным*.
- На практике обычно ограничиваются достаточными приемниками, которые по *достаточной статистике* вычисляют наиболее вероятное значение сообщения. Широкое применение нашли корреляционные приемники, в которых для вычисления достаточной статистики (корреляционного интеграла) используются корреляторы или согласованные фильтры.
- В случае приема простых сигналов оптимальная обработка часто заменяется квазиоптимальной.
- Оптимальный прием непрерывных сигналов неизвестной формы обеспечивается неискажающим высокочастотным трактом и оптимальным демодулятором. При приеме АМ сигналов оптимальным демодулятором является *синхронный детектор*, при приеме ЧМ сигналов – одна из *порогопонижающих* схем, например *синхронно-фазовый детектор*.

Контрольные вопросы

1. Как выбирается критерий оптимальности? Приведите примеры.
2. Что такое достаточная статистика?
3. Приведите примеры когерентной и некогерентной обработки сигнала.
4. Какую форму имеют напряжения на выходе коррелятора и согласованного фильтра при приеме радиоимпульса?
5. Чем определяется отношение сигнал/шум при корреляционной обработке сигнала?
6. Нарисуйте схему обнаружителя одиночного радиоимпульса в случае автокорреляционного приема.
7. Нарисуйте функциональную схему оптимального приемника АМ сигналов.
8. Нарисуйте функциональную схему оптимального приемника ЧМ сигналов.

МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ИМПУЛЬСНЫМИ ПОМЕХАМИ

Виды селекции

Используют четыре способа подавления импульсных помех (ИП):

- 1) частотная селекция;
- 2) амплитудная селекция;
- 3) амплитудно-частотная селекция;
- 4) частотно-фазовая селекция.

Частотная селекция основана на том, что спектр сигнала ограничен, а спектр ИП практически бесконечен. Чем уже полоса пропускания радиотракта, тем меньше максимальное значение ИП, однако длительность помехи при этом возрастает. Площадь помехи сохраняется.

Амплитудная селекция основана на использовании в радиотракте приемника ограничителя. Обычно импульсная помеха во много раз выше уровня сигнала (рис. 2.28). В этом случае ее можно частично подавить в ограничителе. При амплитудной селекции площадь импульсной помехи уменьшается, однако помеха по уровню остается равной сигналу.

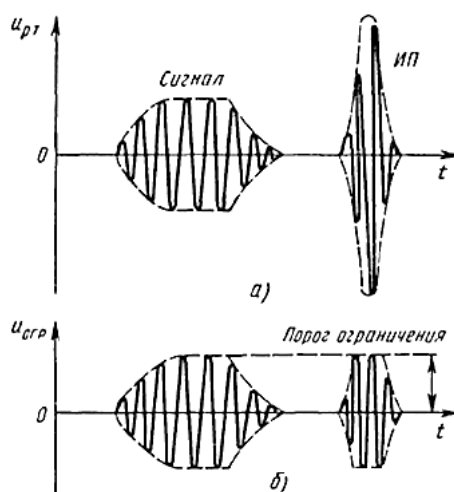


Рис. 2.28. Амплитудная селекция

Схема ШОУ

Амплитудно-частотная селекция реализуется в цепи со структурой ШОУ: широкополосный фильтр – ограничитель – узкополосный фильтр (рис. 2.29).



Рис. 2.29. Система ШОУ

Предположим, что на входе широкополосного фильтра действуют импульсный сигнал и импульсная помеха (рис. 2.30). После ограничения ИП имеет уровень, равный уровню сигнала. Узкополосный фильтр работает как интегратор, импульсная помеха на его выходе не успевает нарасти до своего максимального значения, поэтому ее уровень становится меньше уровня сигнала. Если поставить еще один ограничитель по минимуму, то от импульсной помехи можно избавиться полностью.

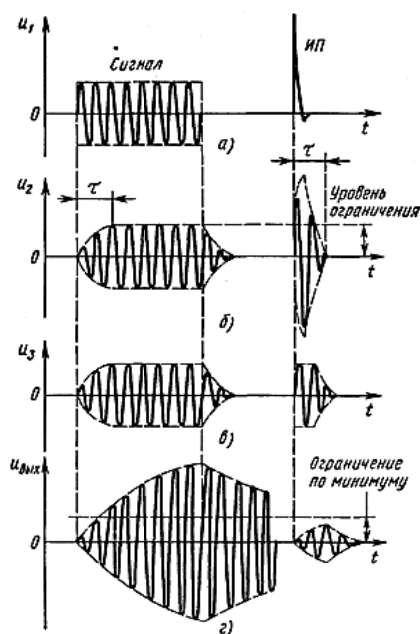


Рис. 2.30. Осциллограммы напряжений в системе ШОУ

В системе ШОУ частотная селекция для борьбы с импульсной помехой осуществляется фильтром, амплитудная — ограничителем. Чем шире полоса Δf_1 , тем меньше длительность импульсной помехи на выходе ограничителя и тем сильнее подавляется ИП в узкополосном фильтре. Отношение сигнал/помеха на выходе схемы ШОУ

$$\frac{U_{\text{с max вых}}}{U_{\text{п max вых}}} = \frac{1}{1 - \exp \left\{ -2 \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \ln \left(\frac{U_{\text{с max вых}}}{U_{\text{п max вых}}} \right) \right\}}. \quad (2.46)$$

Схема ШОУ обеспечивает тем больший выигрыш в помехоустойчивости по отношению к импульсным помехам, чем больше отношение полос фильтров. Однако при широкополосном входе на ограничитель могут попасть помехи от посторонних станций и из-за нелинейности ограничителя вызвать искажения сигнала. Полоса пропускания узкополосного фильтра Δf_2 выбирается так, чтобы он пропускал основные составляющие спектра сигнала.

Схема ШПУ

Помимо системы ШОУ для борьбы с импульсными помехами можно использовать систему ШПУ (широкополосный фильтр **Ш** – прерыватель **П** – узкополосный фильтр **У**). Прерыватель (рис. 2.31) обеспечивает размыкание цепи на время действия помехи; для управления прерывателем создается цепь управления, состоящая из селектора помехи СП и устройства управления ключом УК.

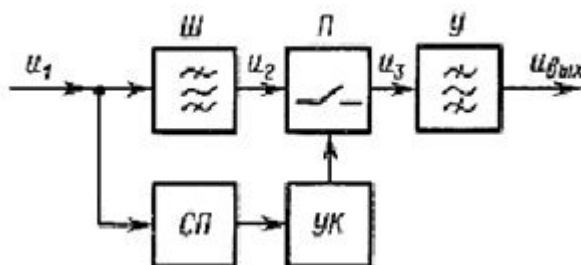


Рис. 2.31. Система ШПУ

Компенсационные схемы

Частотно-фазовая селекция реализуется в *компенсационных системах*, в которых для борьбы с ИП помимо основного канала создается дополнительный канал компенсации. На выходе основного канала (рис. 2.32) действуют сигнал и помеха, на выходе канала помехи (канала компенсации) искусственно воссоздается помеха, которая в цепи вычитания ВУ компенсирует помеху на выходе основного канала.

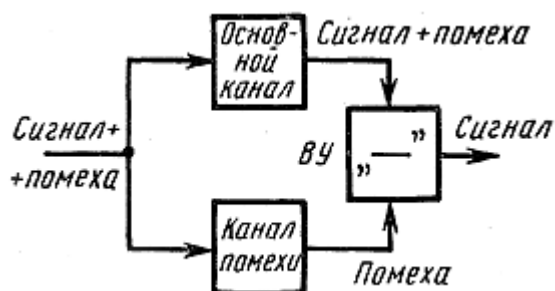


Рис. 2.32. Схема компенсации помехи

Спектр импульсной помехи значительно шире спектра сигнала, ее спектральная плотность и фаза в результирующей полосе пропускания радиотракта и в прилегающих к ней полосах частот практически одинаковы. Это дает возможность по оценке спектральной плотности и фазы помехи в канале помехи воссоздать спектр и фазу импульсной помехи в полосе пропускания РПУ. Компенсацию помех можно осуществлять до детектирования и после него.

Додетекторная компенсация

Додетекторная компенсация может осуществляться по схеме на рис. 2.33. В этом устройстве после общей части приемника следуют три фильтра Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 с одинаковыми по форме АЧХ, настроенные соответственно на резонансные частоты f_{01} , f_{02} и f_{03} . Фильтр Φ_1 пропускает сигнал и те составляющие спектра импульсной помехи, которые попадают в его полосу пропускания. Поэтому на выходе Φ_1 помимо сигнала действует высокочастотный импульс помехи, частота заполнения которого равна f_{01} (напряжение u_1 на рис. 2.34, а).

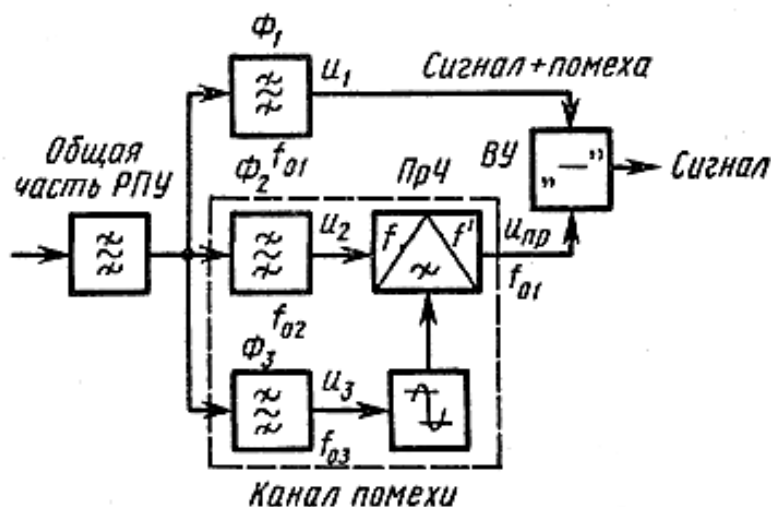


Рис. 2.33. Схема додетекторной компенсации

На выходе фильтров Ф2 и Ф3 имеются только высокочастотные импульсы помех (напряжения u_2 и u_3 на рис. 2.34, б, в). Огибающие высокочастотных импульсов на выходах Ф2 – Ф3 одинаковы, импульсы отличаются друг от друга только частотами заполнения.

$$\begin{aligned} u_1 &= U \cos(\omega_{01}t + \varphi); \\ u_2 &= U \cos(\omega_{02}t + \varphi); \\ u_3 &= U \cos(\omega_{03}t + \varphi). \end{aligned} \quad (2.47)$$

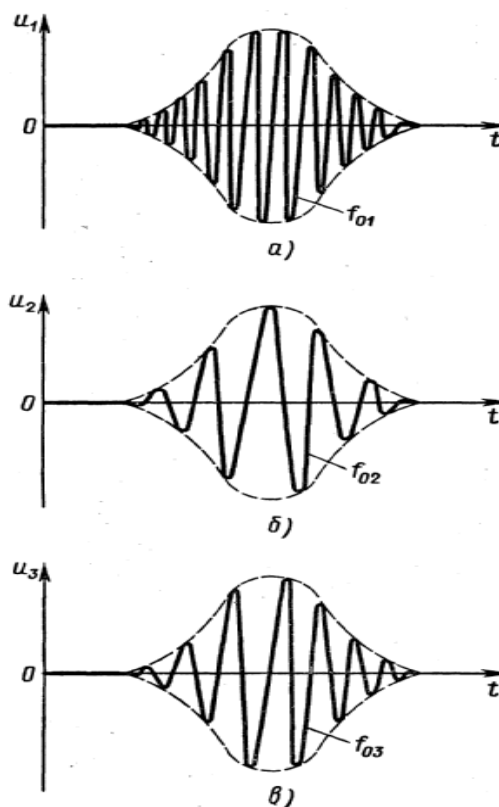


Рис. 2.34. Напряжения помехи в схеме додетекторной компенсации

Для компенсации импульсной помехи на выходе фильтра Ф1 нельзя использовать напряжение на выходе фильтра Ф2, так как $f_{01} \neq f_{02}$. Поэтому необходимо импульс u_2 с частотой f_{02} преобразовать в импульс с частотой f_{01} . Осуществить преобразование с помощью отдельного гетеродина невозможно, так как фаза преобразованного напряжения при этом будет зависеть от фазы гетеродина в момент действия помехи. Так как фазы импульсной помехи и гетеродина случайны, то преобразованное напряжение также будет иметь слу-

чайную фазу, и помеха компенсироваться не будет. Поэтому необходимо произвести преобразование частоты высокочастотного импульса u_2 с сохранением его начальной фазы.

Для этого в качестве напряжения гетеродина используют напряжение u_3 с выхода фильтра ФЗ. Тогда на выходе преобразователя ПрЧ получают высокочастотный импульс по огибающей, частоте и начальной фазе, совпадающий с высокочастотным импульсом u_1 на выходе основного канала, если частоты фильтров удовлетворяют соотношению

$$f_{03} = (f_{01} + f_{02})/2, \quad (2.48)$$

а преобразование частоты производится по второй гармонике частоты гетеродина.

Действительно, частота преобразованного колебания в этом случае равна частоте помехи в основном канале, и фаза преобразованного напряжения равна фазе помехи в основном канале

$$f_{\Pi} = 2f_{03} - f_{02} = f_{01}; \quad \varphi_{\Pi} = 2\varphi_3 - \varphi_2 = \varphi_1. \quad (2.49)$$

Так как каналы в схеме додетекторной компенсации линейные, сигнал и помеха в них не взаимодействуют (проходят независимо друг от друга), и компенсация помехи в вычитающем устройстве происходит независимо от того, совпадают сигнал и помеха по времени или нет.

Последетекторная компенсация

Последетекторная компенсация может осуществляться по схеме, приведенной на рис. 2.35.

В этой схеме после общей части приемника сигнал совместно с импульсной помехой выделяется фильтром Ф1, настроенным на частоту f_{01} . На выходе фильтра Ф2, настроенного на частоту f_{02} и имеющего АЧХ, по форме совпадающую с АЧХ фильтра Ф1, действует высокочастотный импульс помехи (напряжение u_2 на рис. 2.33), огибающая которого совпадает с огибающей ВЧ-импульса помехи на выходе фильтра Ф1 (напряжение u_1 на рис. 2.33). Напряжения с выходов фильтров Ф1 и Ф2 детектируются амплитудными детекторами АД1 и АД2 и далее вычитаются в схеме ВУ.

Помеха полностью компенсируется после вычитающего устройства в двух случаях:

- помеха и сигнал не совпадают во времени;
- помеха и сигнал синфазны.

Так как импульсная помеха существует более короткое время, чем сигнал, то при ее действии сигнал можно считать постоянным по амплитуде. Тогда огибающая результирующего колебания сигнала и помехи на выходе Ф1 при нулевой разности фаз между ними и, соответственно, напряжение $U_{д1}$ на выходе АД1, а также огибающая импульсной помехи на выходе Ф2 и, соответственно, напряжение $U_{д2}$ на выходе АД2 будут иметь вид, показанный на рис. 2.36, а.

После вычитания напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ в схеме ВУ происходит компенсация импульсной помехи, и на ее выходе действует только напряжение сигнала.

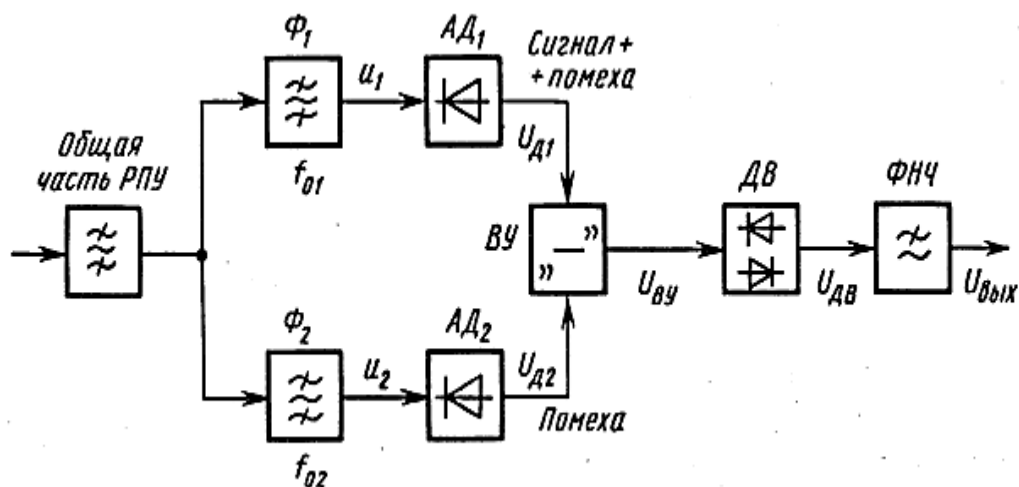


Рис. 2.35. Схема последетекторной компенсации

Рассмотрим особенности работы устройства компенсации при несинфазности сигнала и помехи. Предположим, что помеха и сигнал противофазны ($\Delta\varphi = 180^\circ$). Формы напряжений на выходе АД1 при различных соотношениях между $U_{п\max}$ и $U_{с\max}$ представлены на рис. 2.36, б. Очевидно, что в результате детектирования напряжение на выходе основного канала не представляет собой сумму огибающих сигнала и помехи и не компенсируется после вычитающего устройства.

При очень сильной помехе ($U_{п\max} \gg U_{с\max}$) напряжения $U_{д1}$, $U_{д2}$ и $U_{вУ}$ будут иметь вид, показанный на рис. 2.36, в. Выброс в напряжении $U_{вУ}$ на выходе устройства вычитания равен

$$U_{п\max} - U_{с\max} - U_{п\max} = -U_{с\max}, \quad (2.50)$$

т. е. этот выброс не может превысить напряжение сигнала. Таким образом, сильная противофазная импульсная помеха в устройстве компенсации подавляется не полностью, однако ограничивается по уровню. Отметим, что во время пауз сигнала сильная импульсная помеха уничтожается полностью.

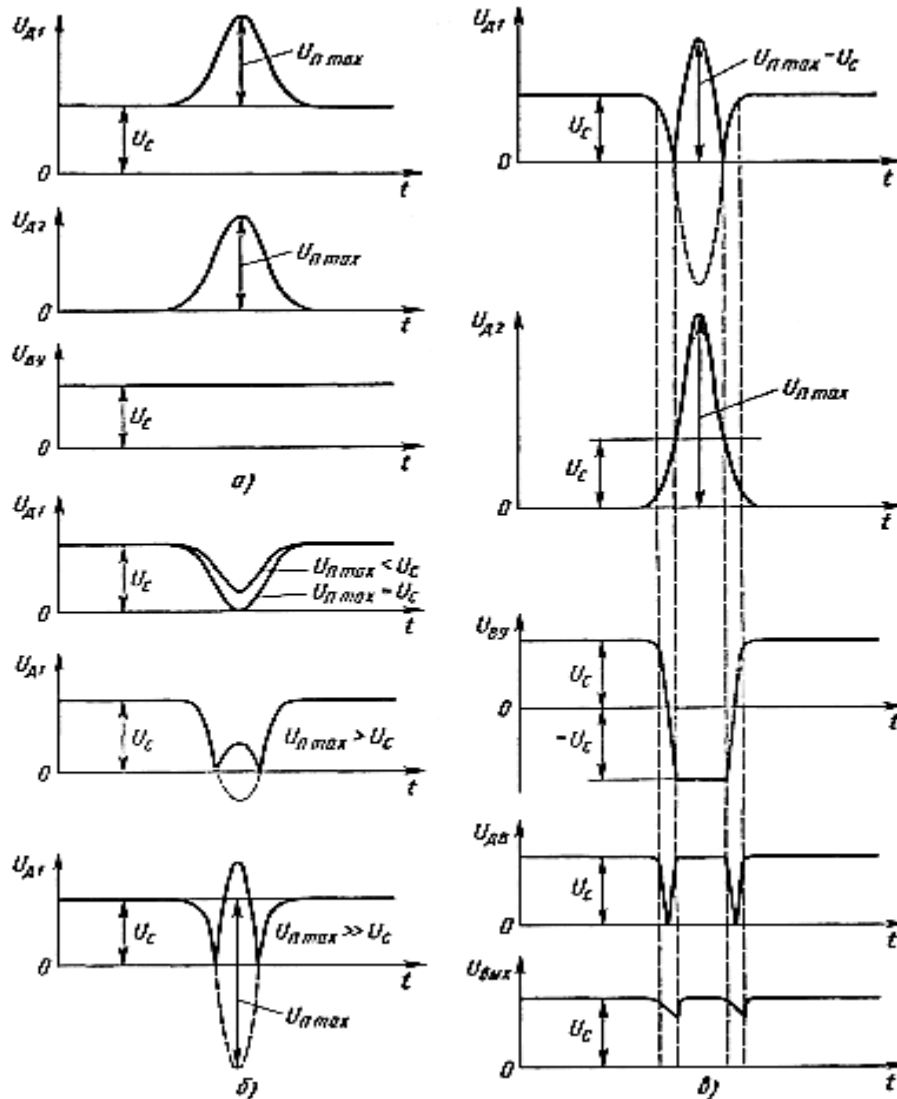


Рис. 2.36. Подавление импульсной помехи в схеме последетекторной компенсации

Для дальнейшего подавления импульсной помехи после вычитающего устройства схема усложняется. Напряжение с выхода устройства вычитания подается далее на двухполупериодный выпрямитель ДВ, осуществляющий переворачивание относительно нулевой линии напряжения с противоположным знаком без изменения его формы. Кривая напряжения $U_{дв}$ на выходе выпрямителя (рис. 2.36, в) из-за действия импульсной помехи имеет провалы, длительность которых

уменьшается с увеличением уровня помех. Напряжение с выхода ДВ подается на фильтр нижних частот ФНЧ, сглаживающий провалы напряжения; форма напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе ФНЧ показана на рис. 2.36, в.

Выводы

1. При сужении полосы пропускания радиотракта максимальное значение импульсной помехи уменьшается, однако ее длительность при этом возрастает.

2. Амплитудно-частотная селекция используется в системе ШОУ. На выходе широкополосного фильтра действует сигнал и ВЧ-импульс помехи, ограничитель уменьшает уровень помехи до уровня сигнала. На выходе узкополосного фильтра импульсная помеха не успевает нарасти до своего максимального значения и ее уровень становится меньше уровня сигнала.

3. Частотно-фазовая селекция реализуется в компенсационных устройствах, в которых для борьбы с ИП создается дополнительный канал. Сигнал и помеха с выхода основного канала и помеха с выхода дополнительного канала подаются на цепь вычитания, на выходе которой помеха компенсируется.

Контрольные вопросы

1. Можно ли уменьшить площадь импульсной помехи методом частотной селекции?

2. Нарисуйте схему ШОУ и поясните принцип ее работы.

3. Нарисуйте схему ШПУ и поясните принцип ее работы.

4. Нарисуйте схему додетекторной компенсации и поясните принцип ее работы.

5. Нарисуйте схему последетекторной компенсации и поясните принцип ее работы.

6. Каковы достоинства и недостатки схем додетекторной и последетекторной компенсации?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Фомин Н. Н. Радиоприемные устройства : учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др. ; под ред. Н. Н. Фомина. 3-е издание, стереотип. М. : Горячая линия – Телеком, 2007. 520 с.
2. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов : учеб. пособие для вузов / Е. А. Колосовский. М. : Горячая линия – Телеком, 2007. 456 с.
3. Заварин Г. Д. Радиоприемные устройства : учеб. пособие / Г. Д. Заварин. М. : Воениздат, 1973. 423 с.
4. Бобров Н. В. Радиоприемные устройства : учеб. пособие / Н. В. Бобров. М. : Сов. радио, 1971. 496 с.
5. Зюко А. Г. Радиоприемные устройства : учеб. пособие / А. Г. Зюко. М. : Связь, 1975. 400 с.

Учебное издание

Никитин Никита Петрович
Лузин Виктор Иванович

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

**Системы управления приемником
Устройства борьбы с помехами**

Редактор *Т. Е. Мерц*
Компьютерный набор *Н. П. Никитина*
Компьютерная верстка *В. К. Матвеева*

Подписано в печать 06.10.2014. Формат 60×90 1/16.
Бумага писчая. Плоская печать. Усл. печ. л. 5,5.
Уч.-изд. л. 4,75. Тираж 50 экз. Заказ № 1581.

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13
Факс 8 (343) 358-93-06
E-mail: press-urfu@mail.ru



Никитин Никита Петрович

Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники информационных систем Уральского федерального университета



Лузин Виктор Иванович

Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники информационных систем Уральского федерального университета