



УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

ЧАСТЬ 2

Содержание

1. Регулировка усиления приемника

1.1. Ручная регулировка усиления

1.2. Автоматическая регулировка усиления (АРУ)

2. Настройка на частоту приема

2.1. Ручная настройка

2.2. Автоматическая подстройка частоты (АПЧ)

3. Приемники импульсных сигналов

4. Помехи радиоприему

4.1. Импульсные помехи

4.2. Прохождение импульсной помехи через усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами

4.3. Способы борьбы с ИП

5. Флуктуационные (собственные) шумы ПРМ

6. ПРМ различного назначения

6.1. ПРМ АМ-сигналов

6.2. ПРМ однополосных сигналов

6.3. ПРМ ЧМ-сигналов

6.4. Стереофонические приемники

6.5. ПРМ телевизионных сигналов

1. Регулировка усиления приемников

- В радиоприемниках необходимо регулировать усиление.
- Уровень принимаемого сигнала зависит от:
 1. Мощности передатчика;
 2. Дальности до передатчика;
 3. Условий распространения радиоволн.

Значительные изменения уровня принимаемого сигнала приводят к изменению уровня мощности на выходе приемника (например, громкости), к перегрузке каскадов, вызывая замирание (пропадание) сигнала.
- Регулировки бывают ручные (РРУ) и автоматические (АРУ).

1.1.РУЧНАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

(РРУ)

РРУ в высокочастотном тракте используют только в *профессиональной аппаратуре*, для устранения перегрузки отдельных блоков в приемнике. Так, при наличии на входе больших напряжений помех, следует уменьшить коэффициент усиления УРЧ с тем, чтобы не перегружать преобразователь частоты, хотя при этом может ухудшиться соотношение сигнал/шум приемника.

В приемниках, где необходимо сохранить закон изменения амплитуды входного сигнала, поступающего от антенны, применяют только РРУ. Эти условия характерны для изменяющейся напряженности поля, *навигационных приемников* с визуальной или слуховой индикацией.

В *радиовещательных приемниках* РРУ применяют в тракте УНЧ.

РРУ можно осуществить:

1. Изменением режима усилительных приборов, позволяющих регулировать их крутизну;
2. Введением отрицательной обратной связи;
3. Введением специальных элементов регулировки усиления.

1.1.1. РРУ как изменение режима усилительных приборов, позволяющих регулировать их крутизну

1й способ – регулировка режима по постоянному току путем изменения напряжения смещения, что изменяет крутизну усилительного прибора, вызывая изменение коэффициента усиления каскада $K = -|y_{21}|R_H$, где

y_{21} - крутизна усилительного прибора;

R_H – сопротивление нагрузки каскада.

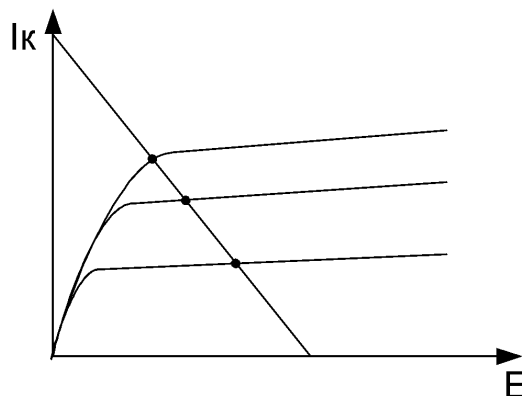


рис.1.1а

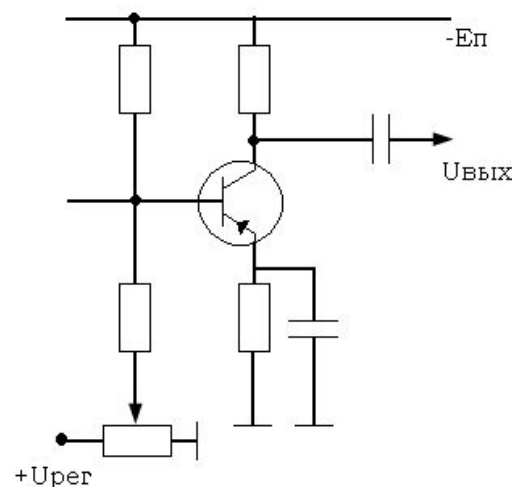


рис.1.1б

Недостатком такого способа регулирования усиления, является зависимость параметров транзистора от режима по постоянному току, например, $S_{вых\ tr-pa}$, что приводит к изменению АЧХ и ФЧХ схемы.

Диапазон регулирования усиления невелик.

1.1.2.РРУ при введение отрицательной обратной связи

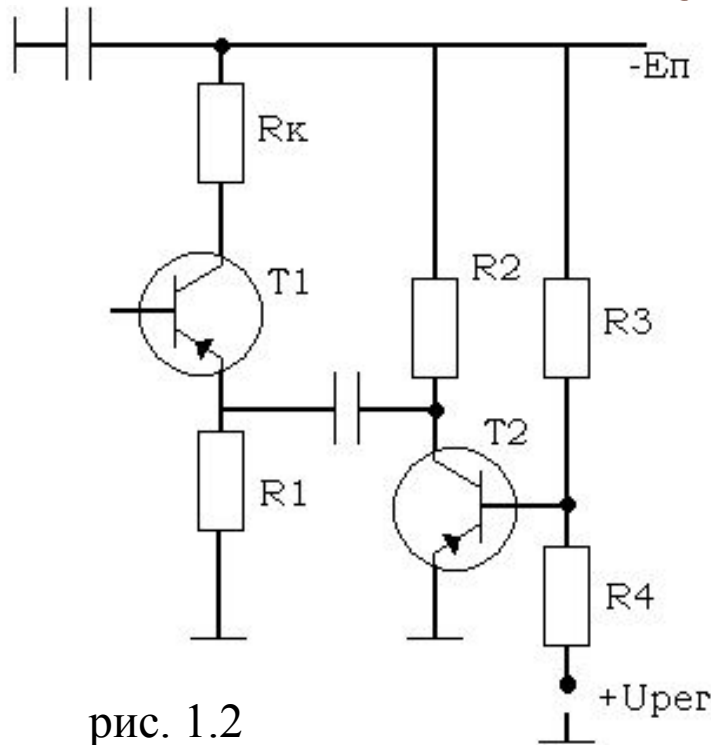


рис. 1.2

Глубина отрицательных связей регулируется путем шунтирования сопротивления $R1$ выходным сопротивлением транзистора $T2$, при этом изменяется коэффициент усиления каскада на транзисторе $T1$.

$$K_{yc} = \frac{K}{1 + \beta k} \quad \text{где} \quad \beta = \frac{R_1}{R}$$

Недостаток этой схемы заключается в том, что при наличии обратной связи изменяется входное сопротивление транзистора $T1$, что приводит к изменению результирующей нагрузки предыдущего каскада. Например, уменьшение коэффициента усиления схемы каскада на транзисторе $T1$, вызывает увеличение его выходного сопротивления, а следовательно, увеличение коэффициента усиления предыдущего каскада (эффективность РУ падает). Кроме того, изменение $S_{вых\ tr-ра\ T1}$, приводит к изменению АЧХ схемы.

1.1.3. РРУ при введение специальных элементов регулировки усиления

3й способ – предусматривает изменение управляемых аттенюаторов на диодах или варикапах (рис. 1.3.)

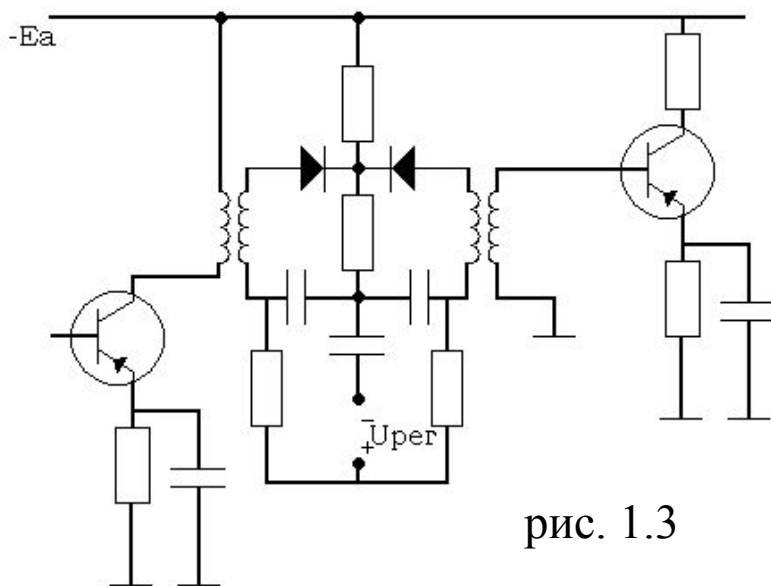


рис. 1.3

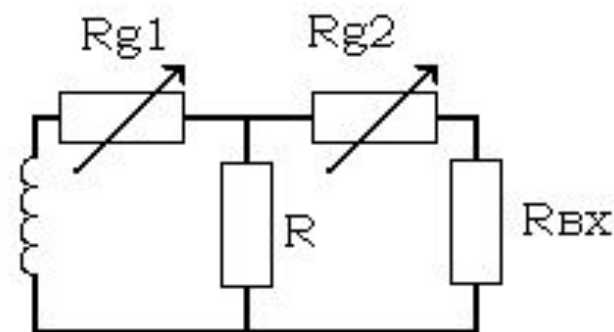


рис. 1.4

Элементы регулировки включают между каскадами либо через трансформаторы, либо без них, если возможен режим согласования по входу и выходу аттенюатора. Каждый диод изменяет свое сопротивление в пределах 1000 Ом до 40кОм, в зависимости от приложенного напряжения, эквивалентная схема аттенюатора будет иметь следующий вид рис. 1.4

Такой способ регулирования усиления не влияет на режим работы транзисторов. К недостаткам этой схемы можно отнести небольшой частотный диапазон, т.к. на высоких частотах начинают проявляться паразитные емкости диодов, что снижает эффективность регулирования

1.2. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Система АРУ, предназначена для обеспечения малых изменений уровня сигнала на выходе приемника при больших изменениях уровня сигнала на его входе, при этом напряжение, подводимое к выходным устройствам приемника должно соответствовать оптимальному режиму работы и оставаться постоянным. Система АРУ следует за изменениями амплитуды сигнала на входе приемника.

В радиолокационных приемниках осуществляется прием сигналов, отраженных от объектов. Т.к усиление этих типов приемников велико, то сильный сигнал может перегрузить приемник и замаскировать последующие во времени сигналы. В этих условиях необходимо быстро изменять коэффициент усиления приемника. Эту задачу решает *мгновенная автоматическая регулировка усиления (МАРУ)*. При приеме импульсных сигналов с известным периодически повторяющимся распределением уровней во времени, требуется АРУ с определенной программой изменения усиления во времени – *временной АРУ (ВАРУ)*.

По характеру задач, АРУ можно разделить на три группы:

1. Инерционные, следящие за средним уровнем сигнала (АРУ);
2. Безынерционные, следящие за мгновенными изменениями амплитуды сигнала (МАРУ);
3. Программные (с заранее заданным временным законом).

1.2.1. Общие принципы АРУ

Выходное напряжение приемника определяется произведением его коэффициента усиления на ЭДС, действующую в антенне

$$U_{\text{вых}} = K_0 \cdot m_n \cdot E_A \quad \text{где } m_n - \text{коэффициент модуляции}$$

Для обеспечения постоянства выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ коэффициент усиления приемника должен изменяться при изменении E_A .

Идеальная регулировочная характеристика АРУ для всех значений ЭДС в антенне, превышающих чувствительность приемника, должна представлять прямую линию ($U_{\text{вых}} = \text{const}$), параллельную оси абсцисс. Тогда зависимость *коэффициента усиления* от ЭДС антенны при идеальной АРУ определяется соотношением

$$K_0 = \frac{C}{E_A}, \quad \text{где} \quad C = \frac{U_{\text{вых}}}{m_n} - \text{величина постоянная.}$$

Регулировка усиления основана на тех же принципах, что и РРУ, но в этом случае напряжение регулировки устанавливается автоматически. Системы АРУ строятся по принципу прямого и комбинированного регулирования.

1.2.2. Структурная схема АРУ с прямым регулированием

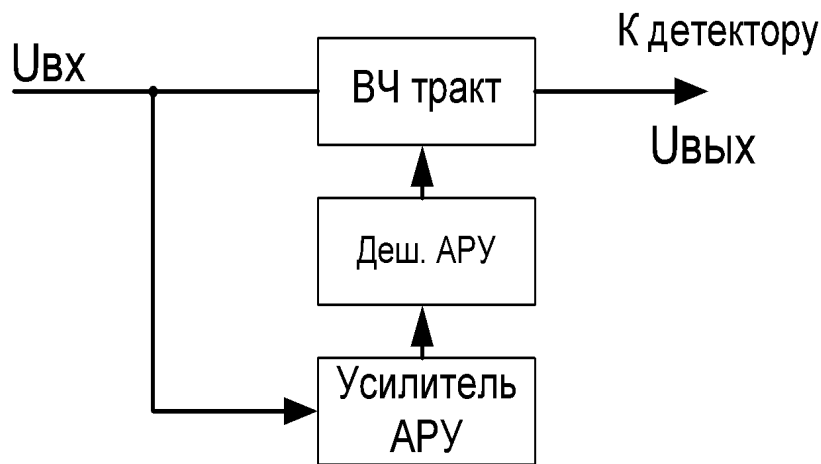


рис.1.6а

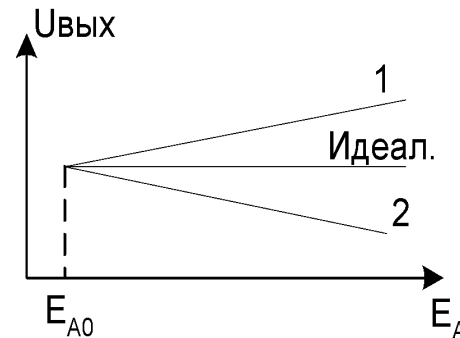


рис.1.6б

Регулировочная характеристика АРУ в такой системе зависит от коэффициента усиления усилителя АРУ.

Кривая 1 (с положительным наклоном) соответствует недостаточному коэффициенту усиления усилителя АРУ.

Кривая 2 (с отрицательным наклоном) наоборот, переизбыточному усилению усилителя АРУ. В такой системе коэффициент усиления регулировочного тракта не зависит от выходного напряжения.

1.2.3. Структурная схема АРУ с обратным регулированием

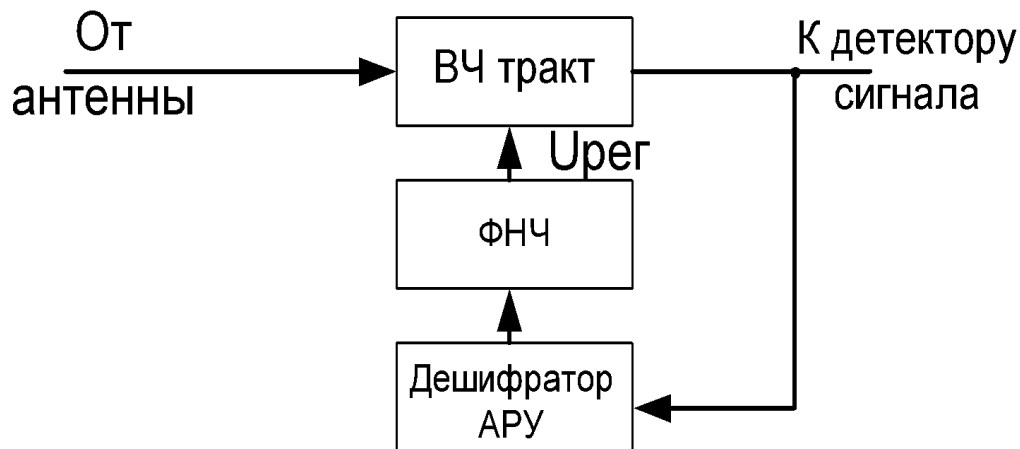


рис.1.7а

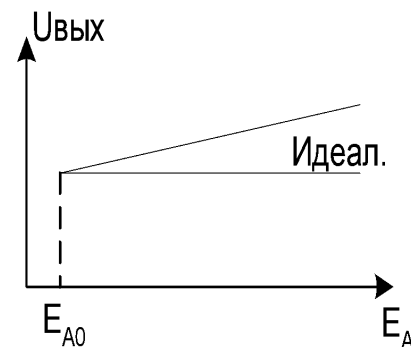


рис.1.7б

Система АРУ с обратным регулированием (рис. 1.7,а) работает по принципу системы с обратной связью, в которой напряжение на входе детектора сигнала остается практически постоянным. Регулировочная характеристика всегда положительная рис. 1.7б.

При введении дополнительного усилителя АРУ можно приблизить регулировочную характеристику к идеальной.

Структурная схема АРУ с комбинированным регулированием

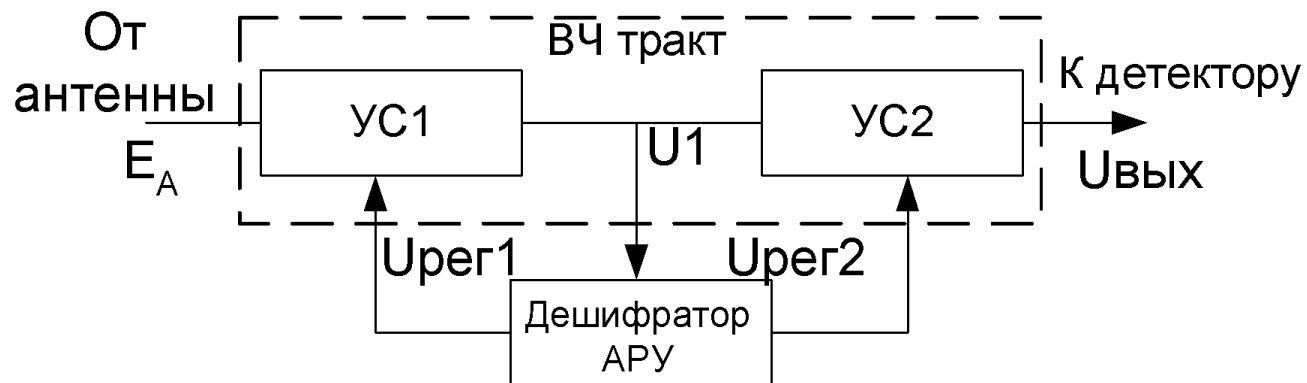


рис.1.8

Высокочастотный тракт разделен на два блока, коэффициент усиления первого блока УС1 регулируется напряжением $U_{\text{рег1}}$ по системе обратного регулирования. Выходное напряжение растет с увеличением E_A . Коэффициент усиления второго блока УС2 регулируется напряжением $U_{\text{рег2}}$ по системе прямого регулирования и имеет падающую регулировочную характеристику. Общая регулировочная характеристика мало отличается от идеальной.

В зависимости от требований к приемнику схемы АРУ бывают следующих типов:

- простая АРУ;
- АРУ с задержкой;
- АРУ с усилением.

1.2.4. Простая АРУ

Задача простой АРУ выделить среднее напряжение, пропорциональное амплитуде несущего колебания. С этой задачей справляется детектор АРУ, состоящий из диода и нагрузки R_n и C_n . Выпрямленное напряжение на выходе детектора АРУ содержит постоянную составляющую, которая используется в качестве регулирующего напряжения, подводимого к управляющим элементам схем через фильтрующую цепь $R_0 C_0$, которая убирает переменную составляющую выпрямленного напряжения. Для хорошей фильтрации, постоянная времени фильтра должна быть значительно больше максимального периода модуляции сигнала

$$R_0 C_0 = \frac{2\pi}{\Omega_{min}}$$

где Ω_{min} – минимальная круговая частота модуляции сигнала. При избыточной постоянной времени фильтра, напряжение на выходе $U_{рег}$ не успевает за изменением амплитуды несущего колебания, поэтому возможна перегрузка усилительных приборов, что может привести к замиранию сигнала. Отсюда, постоянная времени должна быть меньше минимального периода замирания

$$(R_0 C_0 < T_{зам.min})$$

Недостатком простой схемы АРУ является уменьшение усиления приемника для всех сигналов, включая слабые, тогда чувствительность приемника ухудшается. Схема простой АРУ приведена на рис.1.9

Обычно детектор АРУ подключают к последнему каскаду.

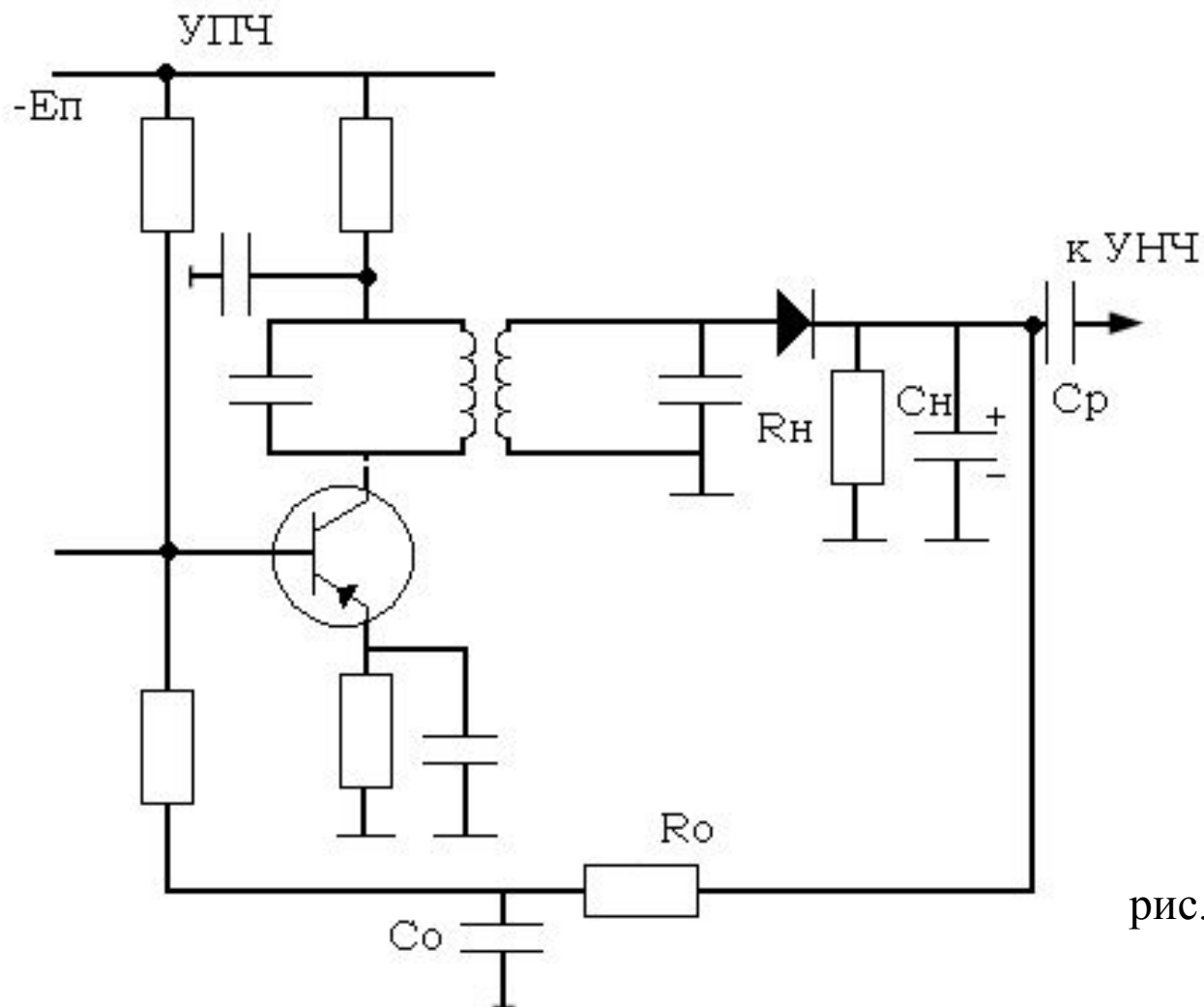


рис.1.9

1.2.5. АРУ с задержкой

Недостаток простой АРУ устраняется схемой АРУ с задержкой. В такой схеме регулирование осуществляется при напряжениях сигнала, превышающих напряжение задержки $U_{\text{задержки}}$. Слабые сигналы не ослабляются.

Схема АРУ с задержкой приведена на рис. 1.10

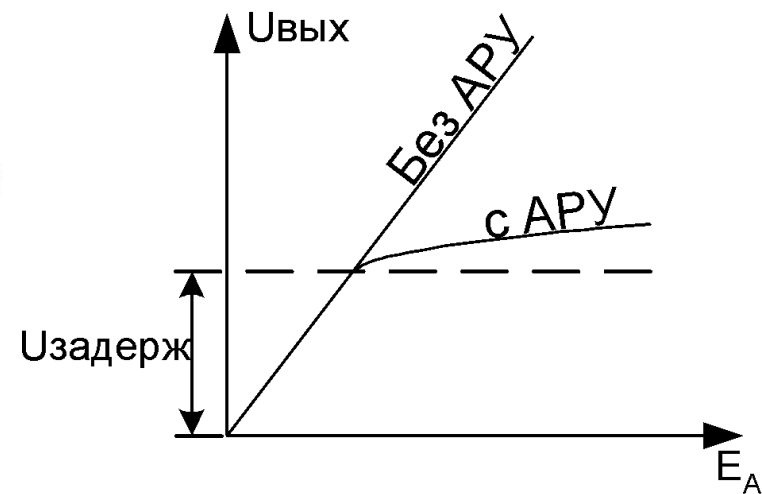
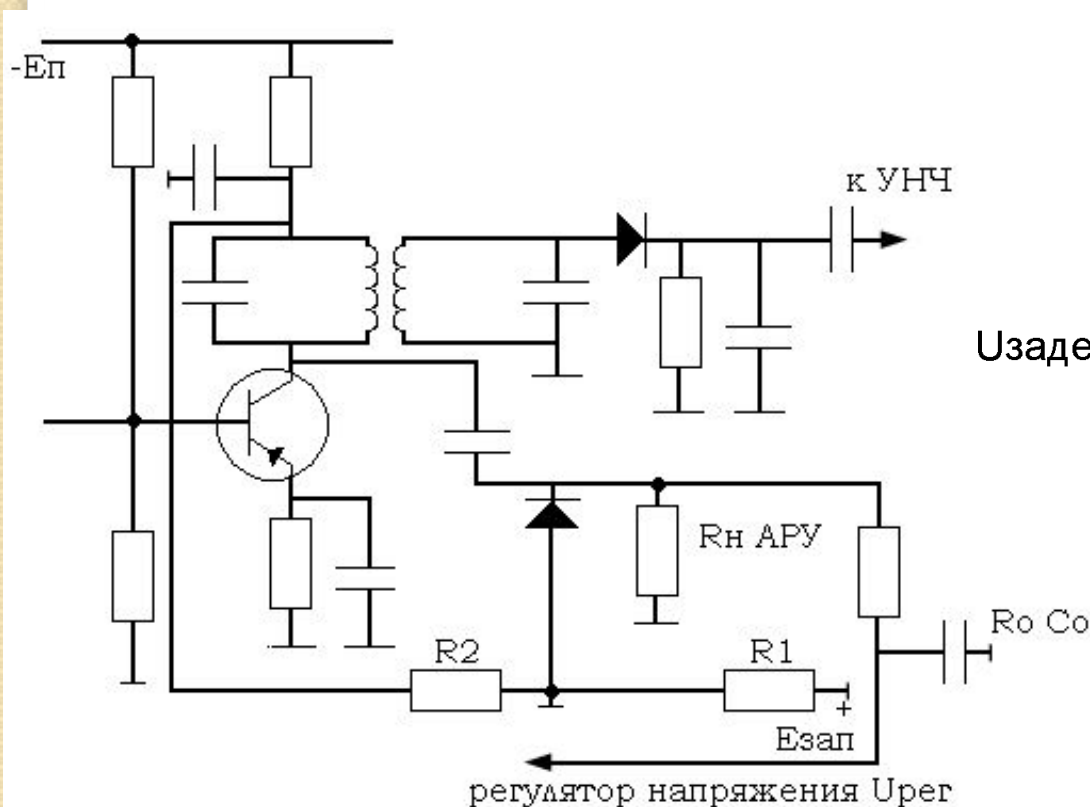


рис.1.10

В этой схеме для получения управляющего напряжения $U_{\text{рег}}$ используется детектор АРУ, подключенный к первому контуру УПЧ. Ко второму контуру подключается детектор сигнала. Детектор АРУ выполнен по параллельной схеме. Для создания задержки АРУ на диод подается запирающее напряжение $E_{\text{зап}}$, образуемого делителем на сопротивлениях $R1$ и $R2$ от общего источника питания $E_{\text{п}}$. Пока напряжение сигнала не превысит напряжение задержки, схема АРУ не действует.

Регулировочная характеристика АРУ с задержкой рис.1.10б перегибается в точке, соответствующей $E_{\text{задержки}}$.

Недостатком схемы АРУ с задержкой является ухудшение избирательности последнего каскада УПЧ, который шунтируется не только детектором сигнала, но и детектором АРУ.

1.2.5. АРУ с задержкой и усилением

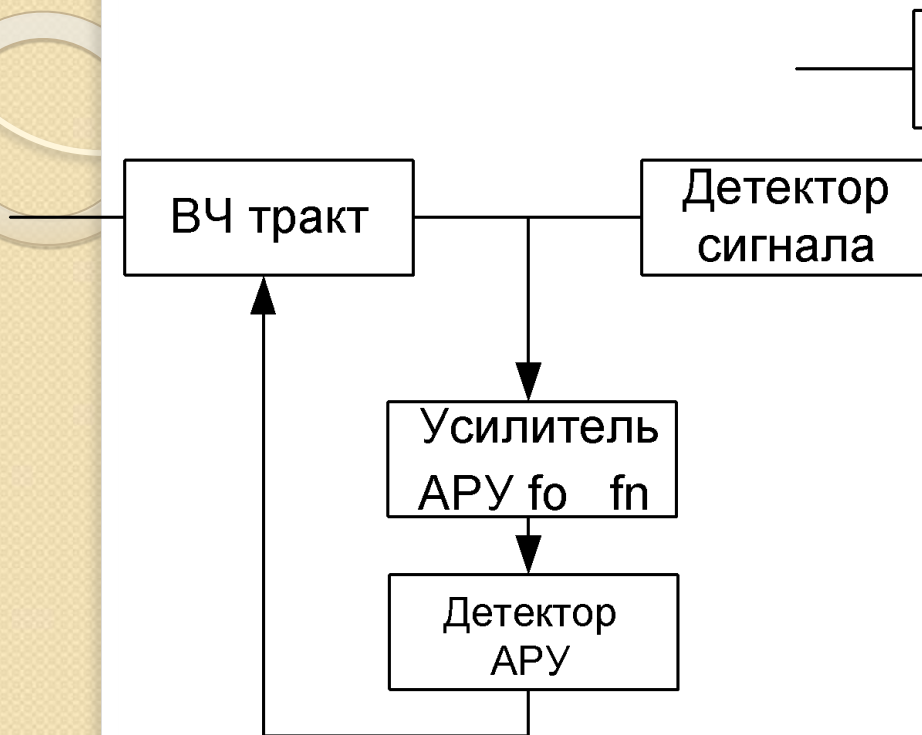


рис.1.11а

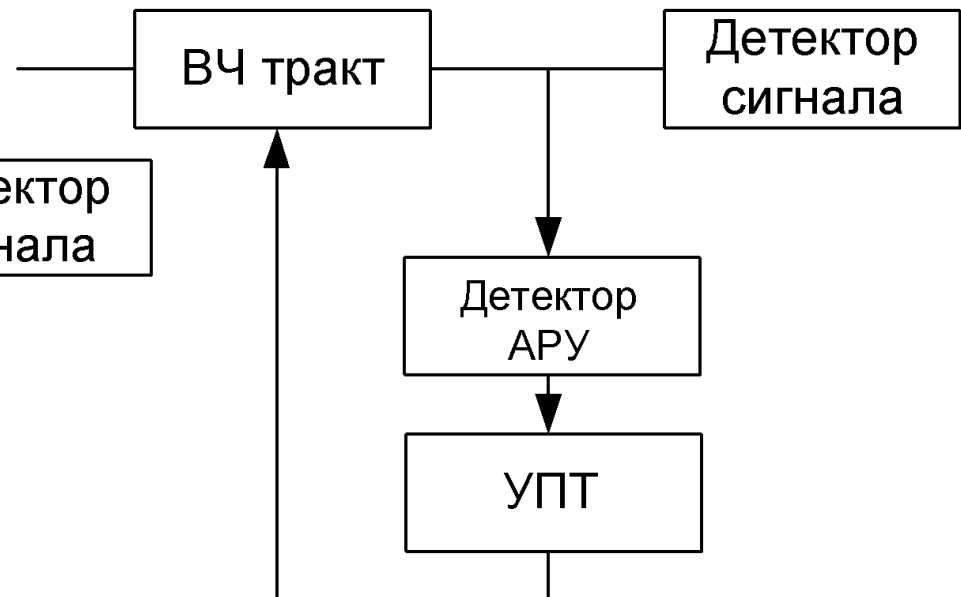


рис.1.11б

Используется для увеличения эффективности регулирования применяемого АРУ с усилением, так как при относительно небольшом изменении напряжения на входе основного детектора, регулирующее напряжение изменяется значительно. Дополнительное усиление в начале АРУ можно осуществить по промежуточной частоте (до детектора) рис.1.11а и по постоянному току (после детектора) рис.1.11б

У схемы с усилителем АРУ на промежуточной частоте, вследствие увеличения общего коэффициента усиления, может ухудшиться устойчивость из-за паразитных обратных связей. У схемы с усилителем АРУ постоянного тока, усложняется схема питания приемника. Эффективность регулирования одинакова при одинаковых коэффициентах дополнительных схем.

В схемах АРУ, имеющих инерционный фильтр РС, включенный на выходе детектора, возникают переходные процессы, т.е. в момент появления изменения сигнала на входе, изменения выходных напряжений не происходит. В последующие моменты времени напряжение $U_{\text{рег}}$ стремясь к установившемуся состоянию. Из литературы следует, что время установления τ_y , процесса АРУ, от включения скачка амплитуды входного напряжения, до момента времени, когда амплитуда выходного напряжения достигнет 1.1 от установившегося значения, зависит от постоянной времени фильтра

$$\tau_o \approx 2.3 \cdot R_0 \cdot C_0$$

1.2.6. Быстродействующие АРУ (БАРУ)

БАРУ применяют в приемниках импульсных сигналов с большим динамическим диапазоном. В один промежуток времени принимаются сильный сигнал, $U_{\text{рег}}$ в цепи АРУ определяется этим сигналом, что приводит к малому усилению. В следующий промежуток времени приходит слабый сигнал, но $U_{\text{рег}}$ в силу инерционности системы АРУ не успеет измениться, что приведет к потере сигнала. Чтобы исключить потери сигнала, применяют схему БАРУ.

Принцип построение БАРУ такой же, как и любой АРУ с обратным регулированием, но с малой длительностью переходных процессов. Для этого надо уменьшать постоянную времени фильтра АРУ.

$$\tau_{\phi} = R_{\phi} \cdot C_{\phi}$$

При малой постоянной времени фильтра, ухудшается фильтрация высокочастотного напряжения. В результате может возникнуть положительная обратная связь для несущего колебания, и регулируемый усилителем самовозбуждается.

Схема обратного регулирования БАРУ строится по цепочечной схеме, каждое звено включает в себя не более одного или двух регулируемых каскадов с относительно малым коэффициентом усиления и малым временем запаздывания. Структурная схема тракта приведена на рис.1.12.

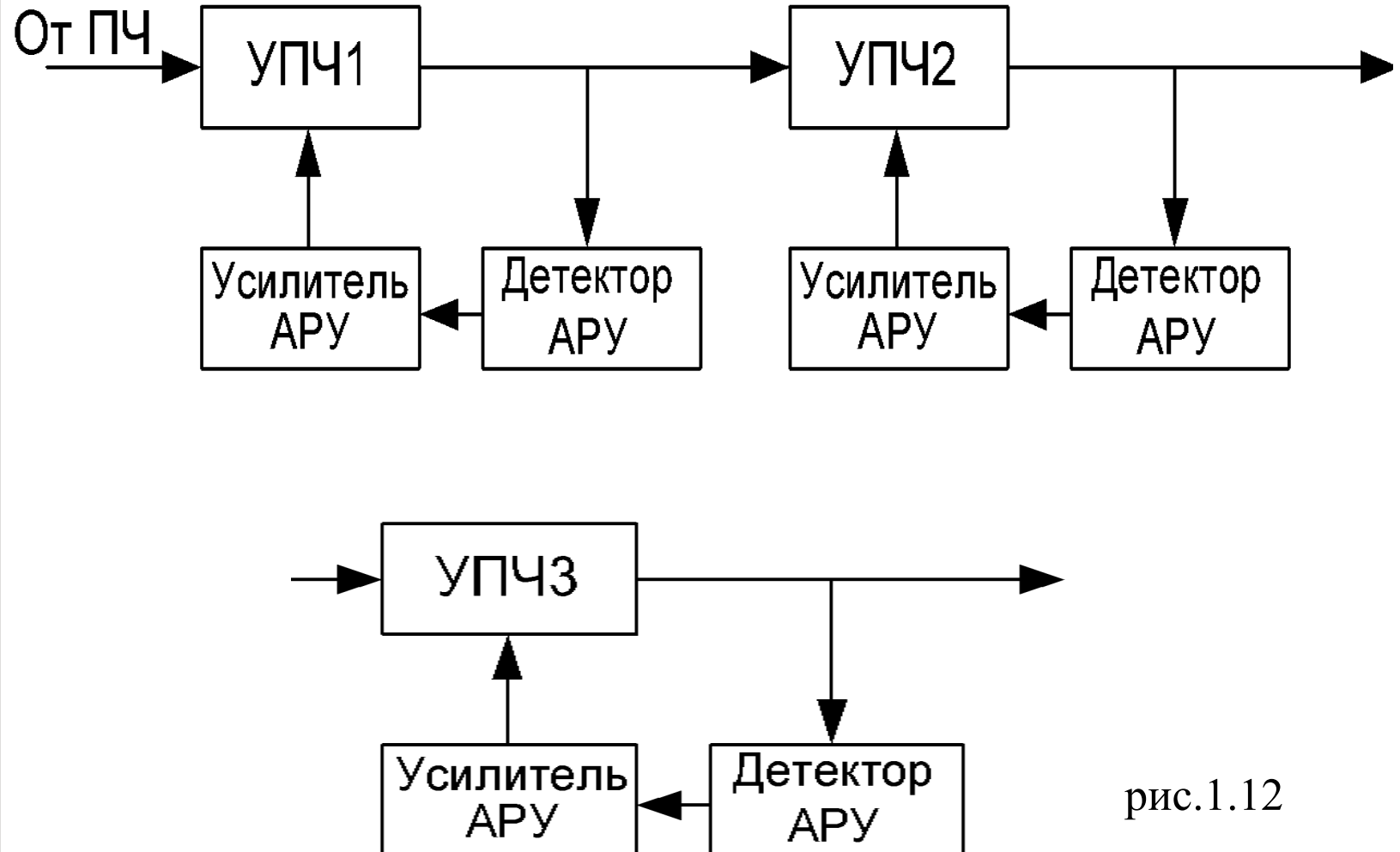


рис.1.12

В этой схеме каждый каскад охвачен своей схемой АРУ с усилителем АРУ, имеющим малые выходные сопротивления (эмитерный или катодный повторитель). Нагрузки детектора АРУ и выходные цепи усилителя позволяют обеспечивать высокую скорость срабатывания, позволяя применять фильтры с малой постоянной времени

$$\tau_{\phi} = R_{\phi} \cdot C_{\phi}$$

Схема ВАРУ приведена на рис.1.13а. Обычно применяется в радиолокации. Регулировочная характеристика

$$(U_{reg} = f(t))$$

зависит от заданного временного закона регулирования рис.1.13б.

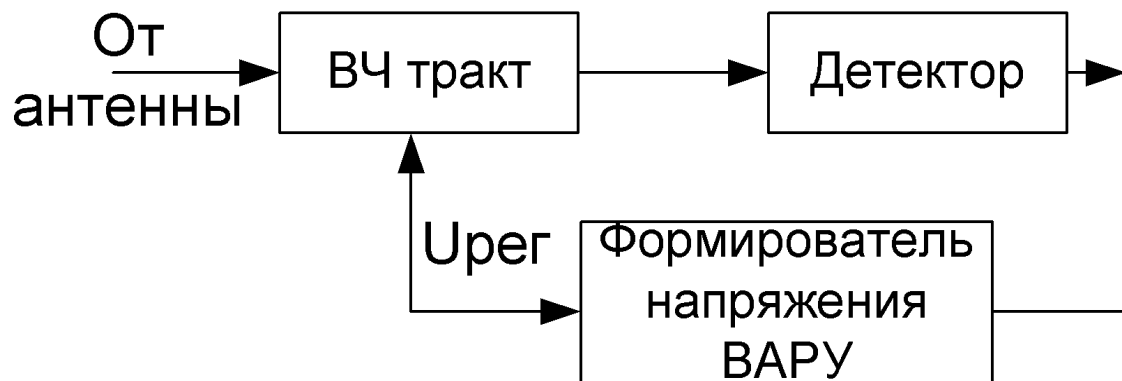


рис.1.3,а

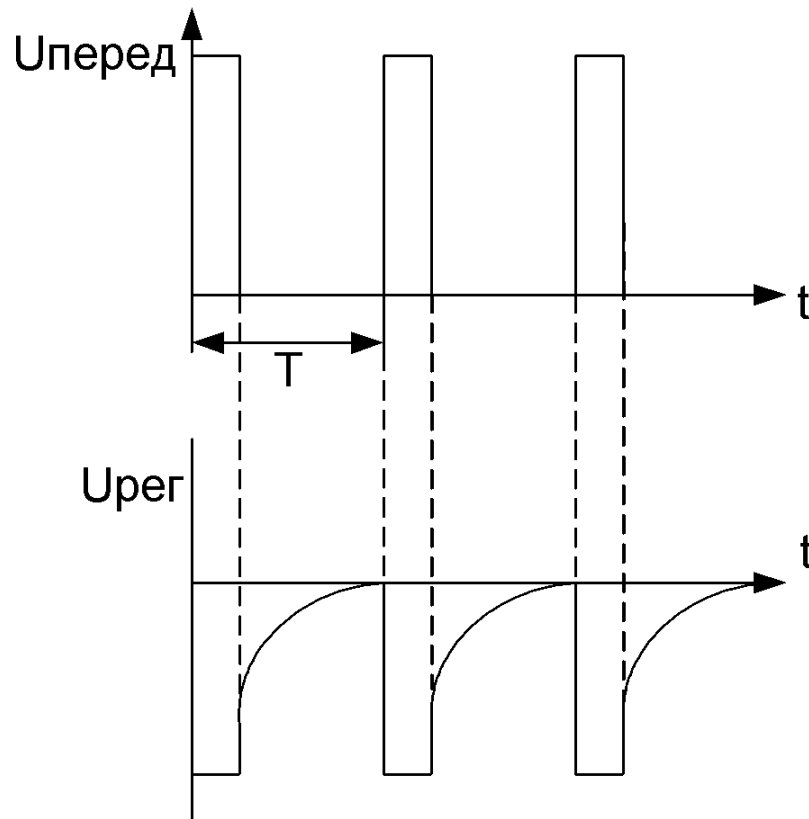


рис.1.3,б

2. НАСТРОЙКА НА ЧАСТОТУ ПРИЁМА

2.1. Ручная настройка

Ручной настройкой можно настроить радио приёмник на нужную частоту в пределах широкого диапазона. Элементом настройки является колебательный контур в тракте ВЧ (ВЦ, УРЧ, гетеродин одновременно). Обычно весь диапазон разбивают на несколько поддиапазонов (СВ, КВ, УКВ, FM). Переход с одного поддиапазона на другой осуществляется путём скачкообразного изменения индуктивности контуров. Внутри поддиапазона с помощью переменной ёмкости или варикапов происходит плавная перестройка для выбора несущей частоты. Переменные ёмкости всех перестраиваемых контуров электрически или механически (многосекционный конденсатор) связаны в один блок, общий для всех поддиапазонов. Таким образом, настройка на нужную частоту включает выбор нужного поддиапазона и изменение частоты настройки колебательных контуров ВЧ тракта внутри поддиапазона.

2.2 Автоматическая подстройка частоты (АПЧ).

После настройки приёмника на нужную частоту надо сохранить эту частоту, для этого применяют АПЧ. Для предотвращения ухода частоты радиосигнала за пределы полосы пропускания приёмника применяют автоматическую подстройку частоты. Системы АПЧ позволяют реализовать более узкую полосу пропускания приёмника, и тем самым повысить помехозащищённость и чувствительность.

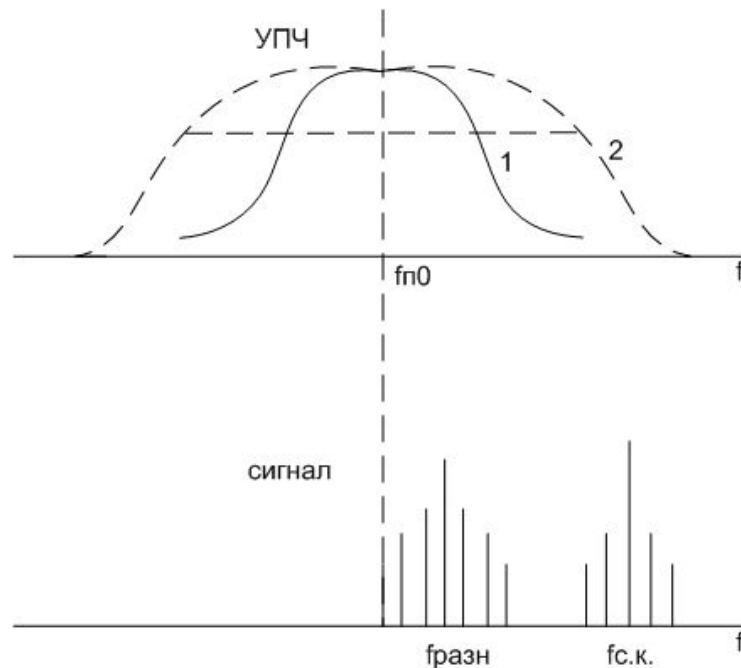


Рис. 2.1

Разность частоты принятого полезного сигнала и частоты гетеродина формируется в ПЧ. Эта разность частот $f_{п}$ должна совпасть с частотой настройки контуров УПЧ $f_{п0}$. Вследствие нестабильности работы передатчика или гетеродина приёмника эта разность сможет не совпадать с частотой $f_{п0}$ контуров УПЧ

$$f_{разн} = f_c - f_g$$

Спектр полезного сигнала смещается и может выйти за пределы резонансной кривой УПЧ рисунок 2.1. Сигнал подвергается частотным искажениям или наблюдается потеря сигнала. Можно расширить резонансную кривую УПЧ (2) на величину максимально возможного ухода резонансной частоты, но тогда ухудшается избирательность по соседнему каналу, возрастают шумы приёмника, т.е. ухудшается помехозащищённость.

Задача системы АПЧ состоит в выработке такой частоты гетеродина, чтобы поддержать постоянной f_p промежуточную частоту.

В качестве гетеродинов используются управляемые автогенераторы. Перестройка частоты автогенератора может быть **механической** или **электронной**.

При **механическом** способе перестройки перестраиваются элементы контура.

Чаще применяют **электронную** перестройку частоты:

1. На частотах **20-30 МГц** используют реактивные лампы и транзисторы, нелинейные ёмкости (варикапы).
2. В диапазоне **25-200 МГц** применяют в контуре гетеродина управляемые ёмкости переходов п/п диодов (варикапы) и реактивные диоды.
3. На частотах свыше **1000 МГц** применяют клистронные генераторы, частота которых изменяется по закону управляющего напряжения $\Delta E_{упр}$.

Структурная схема системы АПЧ РПМ супергетеродинного типа приведена на рисунке 2.2.



Рис 2.2

Система **АПЧ** – это система с отрицательной обратной связью, которая должна поддерживать постоянной промежуточную частоту. При отклонении промежуточной частоты от номинальной $f_{п0}$ различитель выдаёт сигнал ошибки, который изменит частоту гетеродина так, чтобы свести ошибку в отклонении промежуточной частоты к нулю. Изменение частоты гетеродина осуществляется с помощью **управителя**, на вход которого поступает напряжение сигнала ошибки.

В качестве **различителя** частотного отклонения используются балансные частотные детекторы, детекторная характеристика которых проходит через нуль в отсутствии частотного отклонения. Различитель реагирует на величину и знак ухода промежуточной частоты относительно номинальной $f_{п0}$, на которую настроены контура УПЧ.

При высоких требованиях к точности настройки приёмника в качестве элемента, позволяющего определить величину и знак ошибки, используют **эталонный генератор (ОГ)**. Частота этого генератора равна номинальной промежуточной частоте приёмника. В качестве **различителя** используется *балансный фазовый детектор*. Фазовый детектор полностью исключает ошибку в преобразованной частоте сигнала относительно $f_{п0}$, поскольку подстройка осуществляется с точностью до фазы. Система АПЧ с использованием фазового различителя называется **ФАПЧ** – *фазовой автоматической подстройкой частоты*.

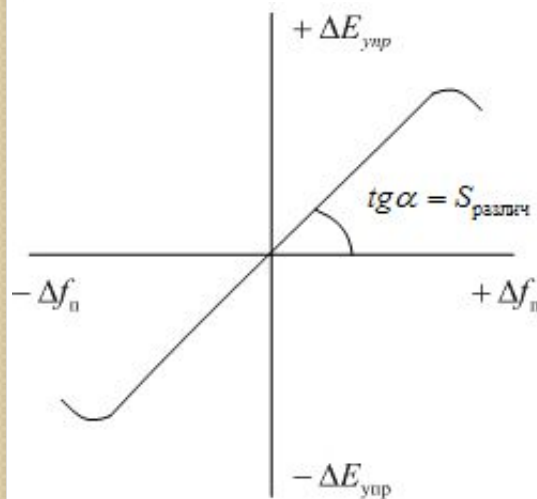


Рис 2.3

Рассмотрим основные соотношения системы АПЧ. В качестве различителя применим частотный детектор, имеющий детекторную характеристику, приведённую на рисунке 2.3, выражающий зависимость управляющего напряжения $\pm \Delta f_n$ от $\pm \Delta E$ отклонения частоты Характеристика различителя:

$$\Delta E = S_{разл} \cdot \Delta f_n$$

где $S_{разл}$ - крутизна характеристики различителя, В/Гц. Характеристика различителя имеет нечётную симметрию, при малых расстройках Δf_n линейна.

При замкнутой цепи АПЧ выходное напряжение различителя подводится к управителю, при этом частота гетеродина изменяется таким образом, что отклонение промежуточной частоты уменьшается и становится равным $\Delta f_{п.ост}$, равное остаточному изменению частоты гетеродина

$$\Delta f_{п.ост} = \Delta f'_{г.ост} = \Delta f_г - \Delta f_{г.рег}$$

где $\Delta f_г$ - отклонение гетеродина в отсутствии АПЧ ($\Delta f_г = 0$ только в трёх точках сопряжения). Система с обратной связью ошибки полностью убрать не может.

Частота гетеродина изменилась, ошибка отклонения уменьшилась, но осталась $\Delta f_г$

Характеристика управителя приведена на рисунке 2.4:

$$\Delta f'_{г.рег} = -S_{упр} \cdot \Delta E = -S_{упр} \cdot S_{разл} \cdot \Delta f_n$$

где $S_{упр}$ - крутизна управителя.

В установившемся режиме ошибка в отклонении промежуточной частоты:

$$\Delta f_{п.ост} = \Delta f_г - \Delta f_{г.рег} = \Delta f_г - S_{упр} \cdot S_{разл} \cdot \Delta f_{п.ост} = \Delta f_г + K \cdot \Delta f_{п.ост}$$

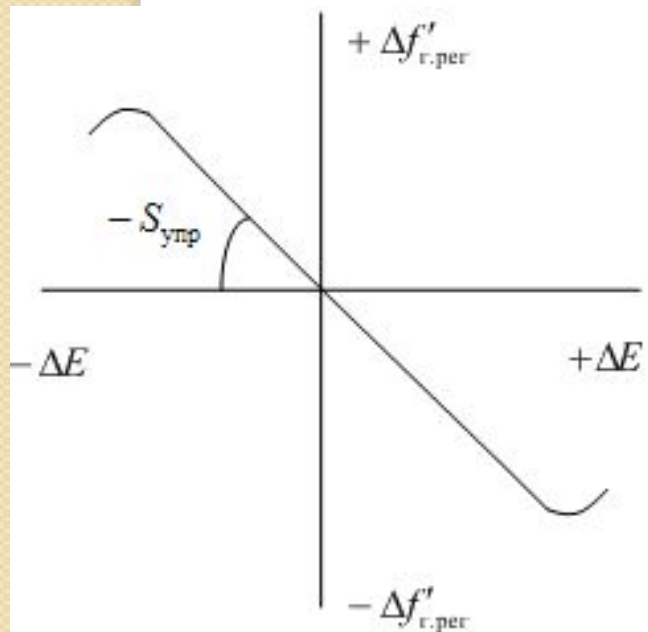


Рис 2.4

Коэффициент автоматической подстройки равен отношению отклонения частоты гетеродина в отсутствии АПЧ к ошибке отклонения промежуточной частоты, оставшейся после отработки системы АПЧ.

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_z}{\Delta f_{п.ост}} = 1 + S_p \cdot S_y$$

Чем меньше ошибка в отклонении промежуточной частоты, тем больше коэффициент АПЧ.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения на выходе детектора устанавливают фильтр низкой частоты ФНЧ в виде инерционной схемы

$$RC = \tau_\phi$$

Изменения частоты гетеродина можно описать дифференциальным уравнением первого порядка с постоянным коэффициентом:

$$\tau_\phi \frac{\partial \Delta f_\Gamma}{\partial t} + (1 + k) \Delta f_\Gamma = \Delta f_\Pi$$

Из литературы известно, что решение этого уравнение даёт следующая формула:

$$\tau_{АПЧ} = \tau_\phi (1 + k)$$

где $\tau_{АПЧ}$ — называется эквивалентной постоянной времени системы АПЧ, что означает время установления процессов в системе с глубокой обратной связью меньше, чем время установления процессов в ФНЧ.

Система АПЧ требует правильного фазирования регулятора частоты и частотного детектора. Если фазы регулятора частоты и частотного детектора совпадут, то в схеме будет иметь место положительная обратная связь, приводящая к увеличению ошибки рассогласования.

3. ПРИЕМНИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В современной радиотехнике существует много профессиональных и бытовых радиосистем, работающих с импульсными сигналами (*радиотелеграфия, радиолокация, цифровые системы передачи, цифровое вещание, цифровое телевидение*). Передаваемая информация заложена либо в форму импульсного высокочастотного сигнала, либо в последовательность импульсов, не перекрывающих друг друга. При прохождении импульсного сигнала через приёмное устройство сигнал подвергается значительным искажениям во всех трактах.

Степень искажения импульсного сигнала определяется радиотехнической системой (для одной системы важен фактор наличия сигнала, в другой системе – форма принятого сигнала).

Импульсные сигналы бывают узкополосные, если ширина его спектра много меньше центральной частоты, и широкополосные, если в пределах полосы пропускания избирательной системы спектральная плотность сигнала практически неизменна. Импульсные сигналы вызывают в каскадах приёмника переходные процессы, когда выходное напряжение устанавливается не мгновенно на мгновенное изменение входного напряжения (частота и фаза чаще всего неизменны в течение процесса установления). Реакцию на мгновенное изменение входного напряжения называют переходной характеристикой схемы, которая выражает зависимость выходного напряжения от напряжения на выходе неизменной амплитуды на входе.

Переходная характеристика является временной характеристикой (рис. 3.1).

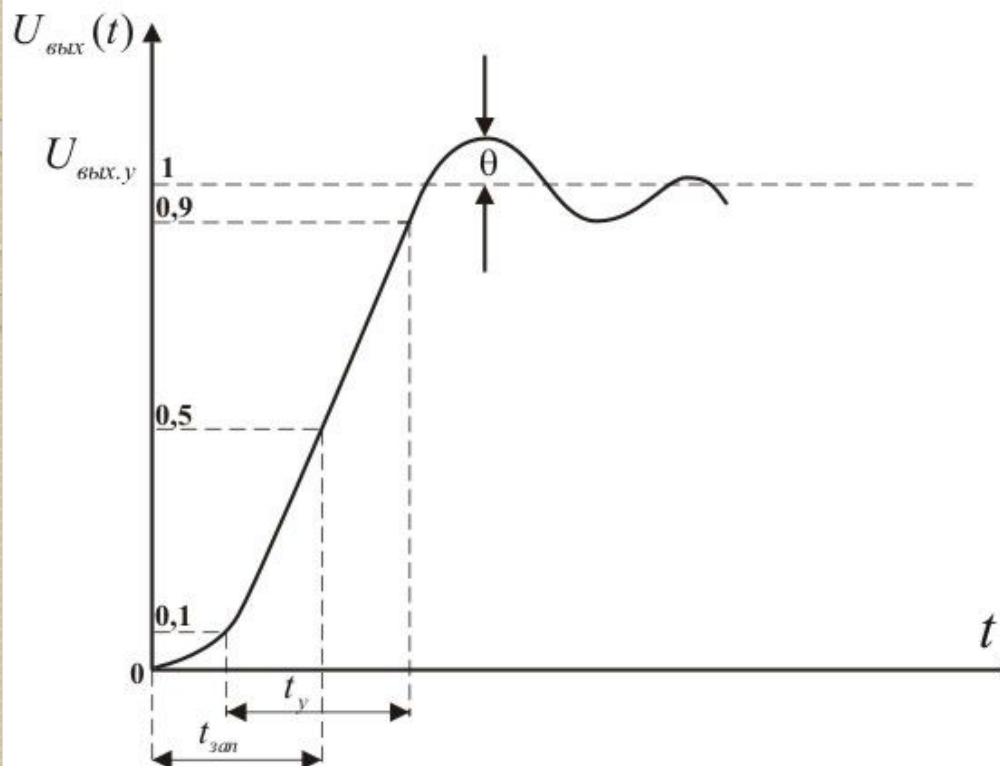


Рис. 3.1

По временной характеристике определяют параметры переходного процесса: **время установления t_y** , **время запаздывания $t_{\text{зап}}$** и **выброс θ** . Временем установления называется время, в течение которого амплитуда выходного напряжения нарастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения, временем запаздывания – время, в течение которого амплитуда достигает 0,5

установившегося значения, выброс – относительное превышение первого максимума амплитуды над установившемся значением. Искажение формы радиоимпульсов, возникающие во всех трактах приемника, оцениваются приближенно по формуле как среднеквадратичное значение t_y :

$$t_y = \sqrt{t_{\text{УРЧ}}^2 + t_{\text{УПЧ}}^2 + t_{\text{дем}}^2 + t_{\text{УНЧ}}^2}$$

3.2 Прохождение импульсного сигнала через избирательную систему усилителя высокой частоты.

Если **сигнал узкополосный**, то обработка сигнала медленная, на период нарастания функции приходится много периодов колебаний ВЧ.

На вход УВЧ поступает сигнал с низкочастотной огибающей. На выходе усилителя будет напряжение ВЧ с другой огибающей из-за частотных и фазовых искажений.

Для оценки искажений огибающей применяют схему реостатного каскада, являющегося низкочастотным эквивалентом НЭ УВЧ. НЭ должен иметь частотную и фазовую характеристики, как и УВЧ для огибающей высокочастотного сигнала (рис. 3.2, а, б).

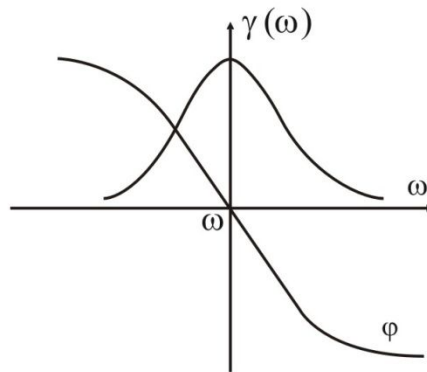
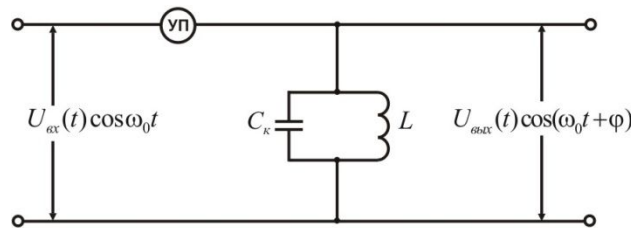


Рис. 3.2, а

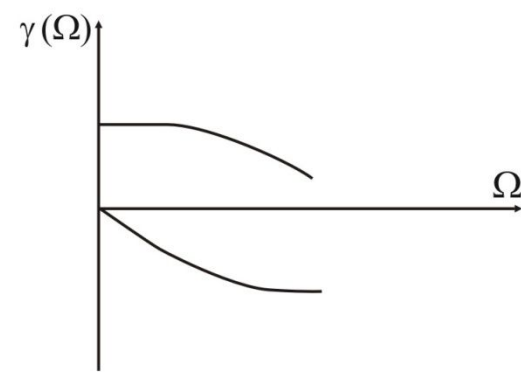
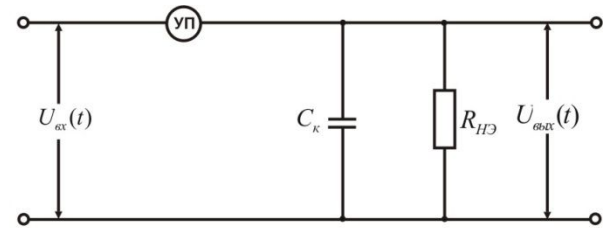


Рис. 3.2, б

НЭ возможен при следующих условиях

- 1) $\omega_0 = \omega_c$;
- 2) резонансная кривая симметрична;
- 3) нелинейные искажения отсутствуют.

Тогда коэффициент усиления УВЧ и НЭ получаются равными

$$\frac{|Y_{21}| \cdot R_{\text{э}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{d\omega_0} \right)^2}} = \frac{|Y_{21}| \cdot R_{\text{нэ}}}{\sqrt{1 + (\Omega C_{\text{нэ}} \cdot R_{\text{нэ}})^2}},$$

Где $|Y_{21}|$ – крутизна усилительного прибора;

$R_{\text{э}}$ и $R_{\text{нэ}}$ – эквивалентное сопротивление контура УВЧ и сопротивление нагрузки НЭ;

$\Delta\omega$ и Ω – расстройка.

Это равенство выполняется, когда $R_{\text{э}} = R_{\text{нэ}}$ при одинаковых частотных и фазовых характеристиках, а значит:

$$\frac{2\Delta\omega}{d \cdot \omega_0} = \Omega \cdot C_{\text{нэ}} \cdot R_{\text{нэ}};$$

Считая $\Delta\omega = \Omega$, получаем

$$\frac{2}{d \cdot \omega_0} = C_{\text{нэ}} \cdot R_{\text{нэ}};$$

Откуда

$$C_{нэ} = \frac{2}{d \cdot \omega_0 \cdot R_{нэ}}.$$

Сопротивление резонансного контура равно

$$R_{э} = \frac{1}{\omega_0 C_k d}$$

подставим его значение в формулу для $C_{нэ}$ ($R_{нэ} = R_{э}$), получим $C_{нэ} = 2C_k$.

Следовательно, для резонансного каскада с одиночным контуром НЭ имеет следующие параметры:

$$R_{нэ} = R_{э}$$

$$C_{нэ} = 2C_k,$$

где C_k — емкость контура.

3.3 Переходная характеристика усилителя с одиночными настроенными в резонанс контурами.

Исследование переходных характеристик проводят со входными сигналами, имеющими прямоугольную огибающую. Пусть в качестве входного сигнала выступает скачкообразное напряжение с постоянной амплитудой U_c , частотой ω_c , равной частоте ω_0 усилителя. Математически эти условия записываются следующим образом:

Изображение огибающей этого колебания определяем с помощью преобразования Лапласа

$$U_c(p) = \int_0^{\infty} U_c(t) \cdot e^{-pt} dt.$$

При $U_c(t) = U_c$ в операторном виде:

$$U_c(p) = \frac{U_c}{p}.$$

Комплексный коэффициент усиления n -каскадного усилителя равен

$$K(j\xi) = \frac{K_0}{(1 + j\xi)^n},$$

где K_0 – резонансный коэффициент усиления всего усилителя;

$$\xi = \frac{2\Delta f}{f_0 d_{\vartheta}} \quad - \text{обобщенная расстройка.}$$

Заменим $j\xi = j \frac{2(\omega - \omega_0)}{d_{\vartheta} \cdot \omega_0} = j \frac{\Omega}{\alpha} = \frac{p}{\alpha},$

где $\alpha = \frac{d_{\vartheta} \cdot \omega_0}{2} \quad - \text{безразмерное затухание.}$

Тогда коэффициент усиления в операторной форме принимает вид:

$$K(p) = \frac{K_0}{\left(1 + \frac{p}{\alpha}\right)^n} = \frac{K_0}{(\alpha + p)^n}.$$

Изображение огибающей выходного напряжения

$$U_{\text{вых}}(p) = U_c(p) \cdot K(p) = K_0 \cdot U_c(p) \cdot \frac{\alpha^n}{(\alpha + p)^n} = K_0 \cdot U_c \cdot \frac{\alpha^n}{p(\alpha + p)^n}.$$

Из математики известно, что оператору

$$\frac{1}{p(\alpha + p)^n}$$

соответствует изображение

$$\frac{1}{p(\alpha + p)^n} = \frac{1}{\alpha^n} \left[1 - e^{-\alpha t} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{(\alpha - t)^m}{m!} \right]$$

Оригинал выходного напряжения

$$U_{\text{вых}}(\tau) = K_0 \cdot U_c \left[1 - e^{-\tau} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\tau^m}{m!} \right],$$

где $\alpha t = \tau$, называемое безразмерным временем.

Разделив $U_{\text{вых}}(\tau)$ на $K_0 U_c$, получим уравнение переходной характеристики $h(\tau)$ для многокаскадного резонансного усилителя

$$h(\tau) = \left[1 - e^{-\tau} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\tau^m}{m!} \right]$$

При $n=1$

$n=2$

$n=3$

$$h(\tau) = 1 - e^{-\tau}; \quad h(\tau) = 1 - e^{-\tau} (1 + \tau); \quad h(\tau) = 1 - e^{-\tau} \left(1 + \tau + \frac{\tau^2}{2!} \right)$$

и т.д.

Переходные характеристики зависят только от числа каскадов n и приведены на рис. 3.3

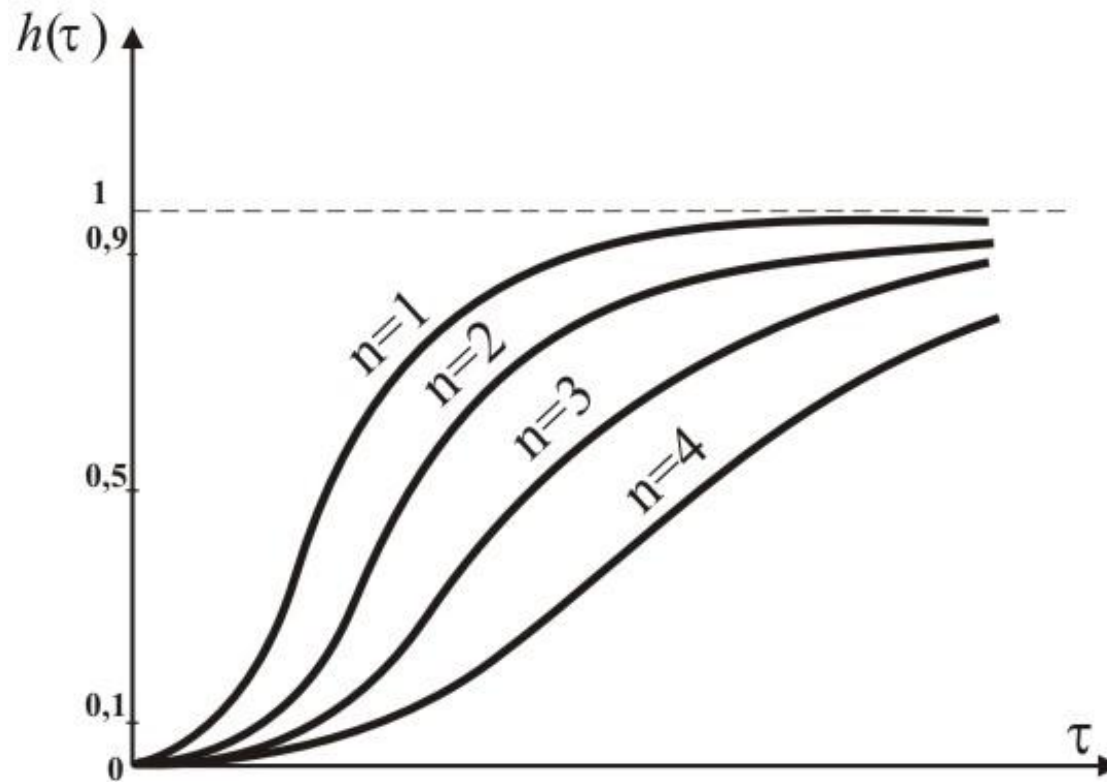


Рис. 3.3

Из рисунка следует, что амплитуда выходного напряжения устанавливается монотонно (без выброса).

Пользуясь графиками, можно определить каким затуханием должны обладать контура с резонансной частотой ω_0 , чтобы обеспечить требуемое время установления t_u при наличии n -каскадов.

Из рис. 3.3 определим безразмерное время установления τ_y на уровне от 0,1 до 0,9 $h(\tau)$ для заданного числа каскадов n и требуемого времени t_y .

Например, $n=2$, $\tau_y=4$, $f_0=10^8$ Гц, $t_y=0,1$ мкс.

Так как

$$\tau_y = \alpha \cdot t_y = \frac{\omega_0 \cdot d_{\text{э}}}{2} \cdot t_y,$$

то

$$d_{\text{э}} = \frac{2\tau_y}{\omega_0 \cdot t_y} = \frac{2 \cdot 4}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 0,127.$$

Воспользуемся формулой, определяющей полосу пропускания Π многокаскадного усилителя и составим произведение $\Pi \cdot t_y$.

$$\Pi \cdot t_y = f_0 \cdot d_{\text{э}} \sqrt[n]{\sqrt{2}-1} \cdot t_y = f_0 \cdot d_{\text{э}} \sqrt[n]{\sqrt{2}-1} \cdot \frac{2\tau_y}{\omega_0 \cdot d_{\text{э}}} = \frac{\tau_y}{\pi} \sqrt[n]{\sqrt{2}-1}.$$

Произведение $\Pi \cdot t_y$ зависит только от числа каскадов. При разных n $\Pi \cdot t_y = 0,7$.

По заданному времени установления t_y можно определить необходимую полосу пропускания для усилителя радиоимпульсов.

3.4 Переходная характеристика усилителя с попарно-расстроенными (или связанными) контурами.

Пусть усилитель имеет два каскада, один из которых настроен на частоту ниже промежуточной, другой – на частоту выше промежуточной.

Комплексный коэффициент усиления выражается

$$K(j\xi) = \frac{K_{01}}{1 + j(\xi_0 - \xi)} \cdot \frac{K_{02}}{1 + j(\xi_0 + \xi)} = K_0 \frac{1 + \xi_0^2}{1 + \xi_0^2 + \xi^2 - j\xi\xi_0},$$

где

$$\xi_0 = \frac{2\Delta f_0}{f_0 d_{\text{э}}}$$

– абсолютная обобщенная расстройка.

Введем замену

$$j\xi = \frac{p}{\alpha}$$

и получим коэффициент передачи низкочастотного эквивалента в операторной форме:

$$K_{\text{нэ}}(p) = K_0 \frac{\alpha^2 (1 + \xi_0^2)}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 (1 + \xi_0^2)}.$$

Если входным сигналом является скачкообразное воздействие, то в операторной форме

$$U_{\text{вх}}(p) = \frac{U_c}{p}.$$

Изображение огибающей выходного напряжения будет

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}} K_{\text{нэ}}(p) = \frac{U_c}{p} \cdot K_0 \frac{\alpha^2 (1 + \xi_0^2)}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 (1 + \xi_0^2)}$$

Приведем к виду

$$\frac{1}{p[p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 (1 + \xi_0^2)]} = \frac{1}{p(p^2 + 2\alpha p + b)},$$

где

$$b = \alpha^2 (1 + \xi_0^2),$$

что соответствует оригиналу:

$$\frac{1}{p(p^2 + 2\alpha p + b)} = \frac{1}{b} \left[1 - \frac{\sqrt{b}}{\omega} e^{-\alpha t} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \right]$$

где

$$\omega = \sqrt{b - \alpha^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi = \omega / \alpha$$

Уравнение переходной характеристики при $n=2$

$$h(\tau) = 1 - \frac{\sqrt{1 + \xi_0^2}}{\xi_0} \cdot e^{-\tau} \sin(\xi_0 \tau + \varphi)$$

зависит от величины ξ_0

Переходная характеристика при любом ξ_0 отличном от нуля, имеет колебательный характер. Переходные характеристики двухканального усилителя для различных расстроек ξ_0 представлены на рис 3.3.2.

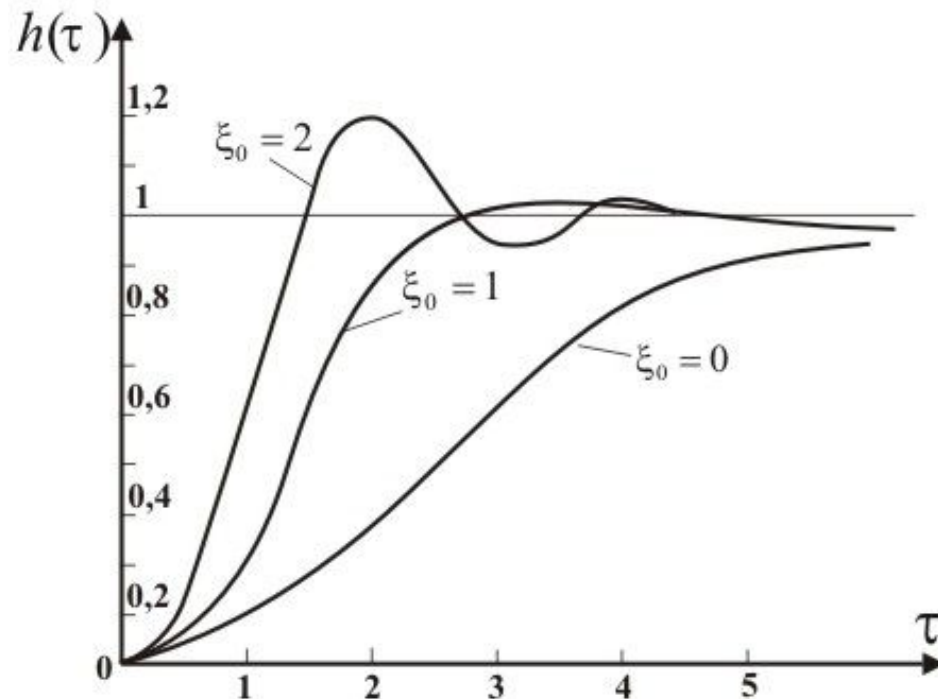


Рис. 3.3.2

Из графиков рис. 3.3.2 видно, что увеличение расстройки уменьшает время установления, увеличивает выброс θ и повышает частоту колебаний огибающей.

Переход от настроенных в резонанс контуров ($\xi_0 = 0$) к контурам при критической настройке ($\xi_0 = 1$) значительно уменьшает время установления, приводя к незначительному выбросу, при дальнейшем увеличении расстройки ($\xi_0 > 1$) время установления продолжает уменьшаться, но сильно возрастает выброс. Исходя из этого, в усилителях радиоимпульсов обычно не применяют расстроек, приводящих к двугорбой частотной характеристике.

В многокаскадном усилителе в попарно-расстроенными контурами число каскадов n четное.

Низкочастотный коэффициент усиления будет равен:

$$K_{нз} = K_0 \left[\frac{\alpha^2 (1 + \xi_0^2)}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 (1 + \xi_0^2)} \right]^{n/2}$$

где K_0 – резонансный коэффициент усиления всего усилителя.

По результату вычислений получим семейство переходных характеристик, зависящих от числа пар каскадов при критической расстройке $\xi_0 = 1$ рис. 3.3.3)

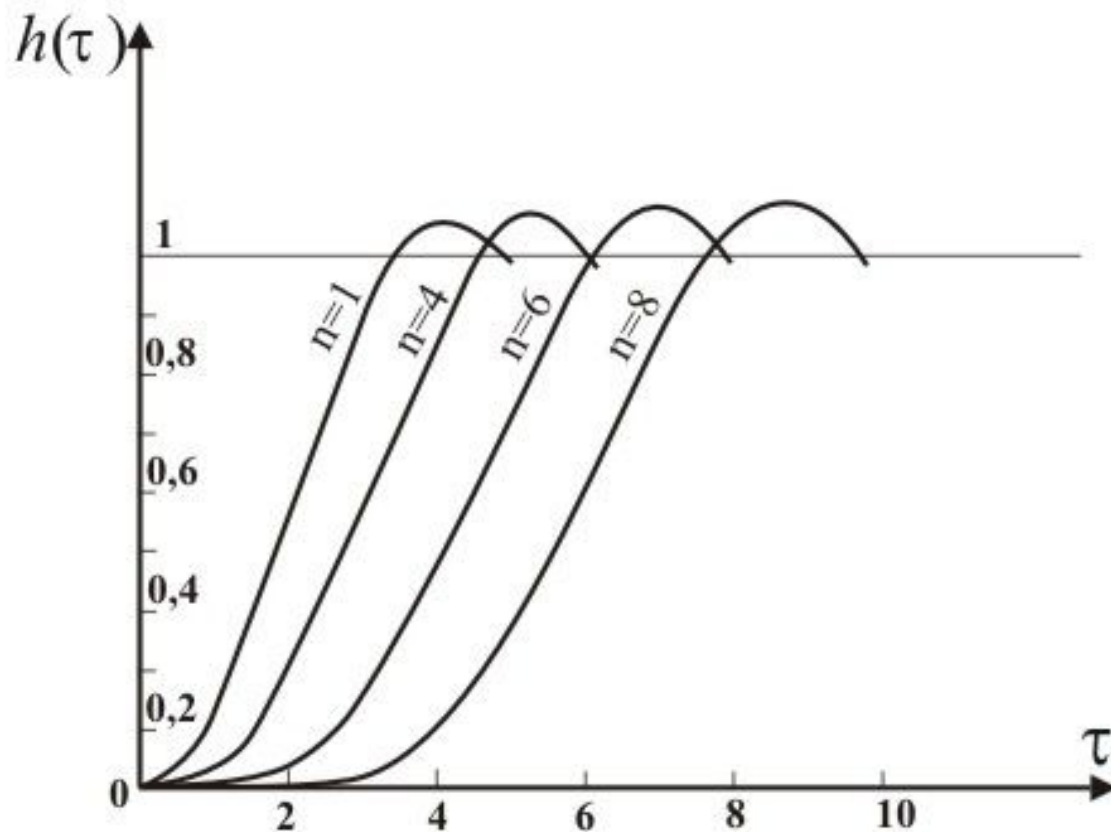


Рис. 3.3.3

По графикам можно определить безразмерное время установления τ_y , запаздывания τ_z , а затем параметры контуров.

Произведение $\Pi \cdot t_y$ для $\xi_0 = 1$ приблизительно равно $\Pi \cdot t_y \approx 0,8$ при $n \geq 4$. Для других ξ_0 требуются сложные расчеты.

3.5 Прохождение радиоимпульса через избирательные усилители.

Для нахождения огибающей радиоимпульса на выходе усилителя (при условии совпадения резонансной частоты контуров с частотой заполнения радиоимпульса) используют метод сложения двух противофазных ступенчатых колебаний, имеющих одинаковые амплитуды и сдвинутые во времени на величину длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ (рис. 3.5, а, б).

Реакция на скачок характеризуется переходной характеристикой $h(t)$. Для импульса реакцию каскада можно рассматривать как разность двух реакций на передний и задний фронт

$$h(t) - h(t - \tau_{\text{и}})$$

Если переходная характеристика имеет выброс (рис. 3.5, в, г), то на выходе возникают ВЧ колебания, следующие за задним фронтом импульса, амплитуда которых зависит от выброса переходной характеристики усилителя. Поэтому применение двугорбой резонансной кривой нежелательно.

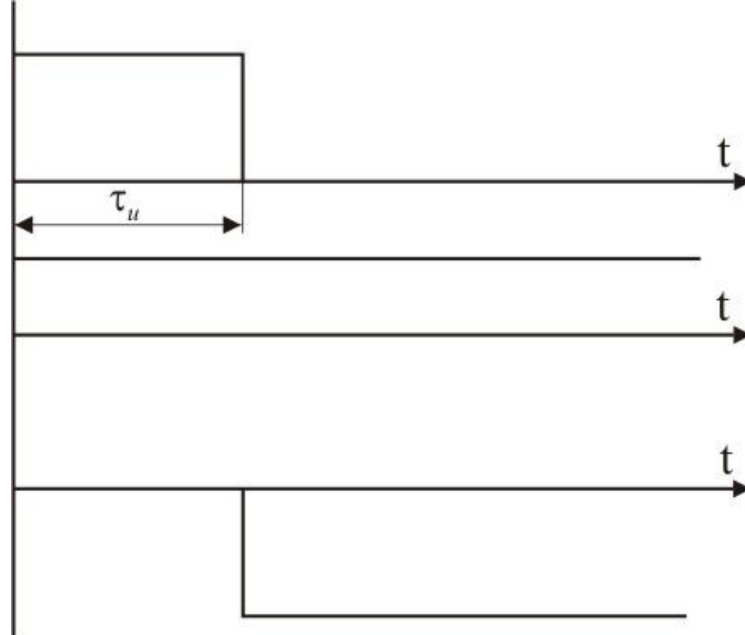


Рис. 3.5, а

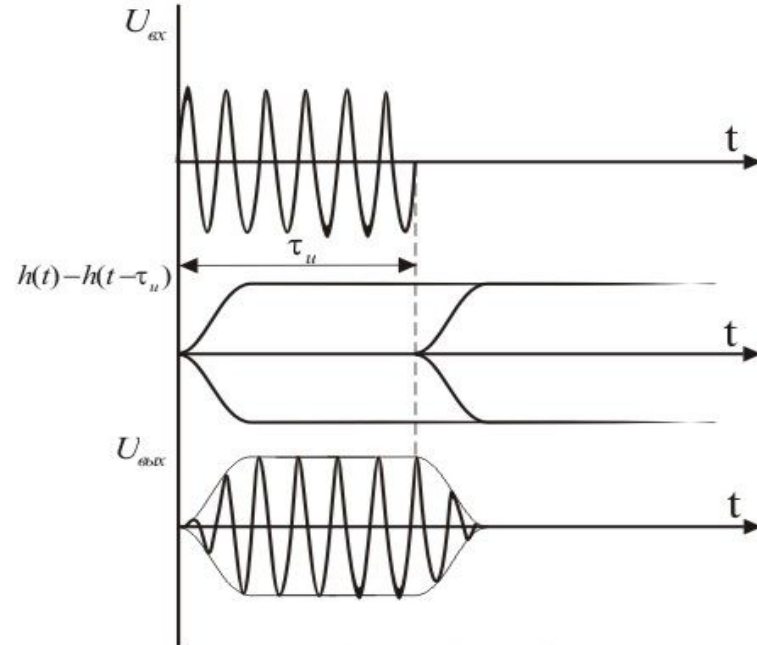


Рис. 3.5, б

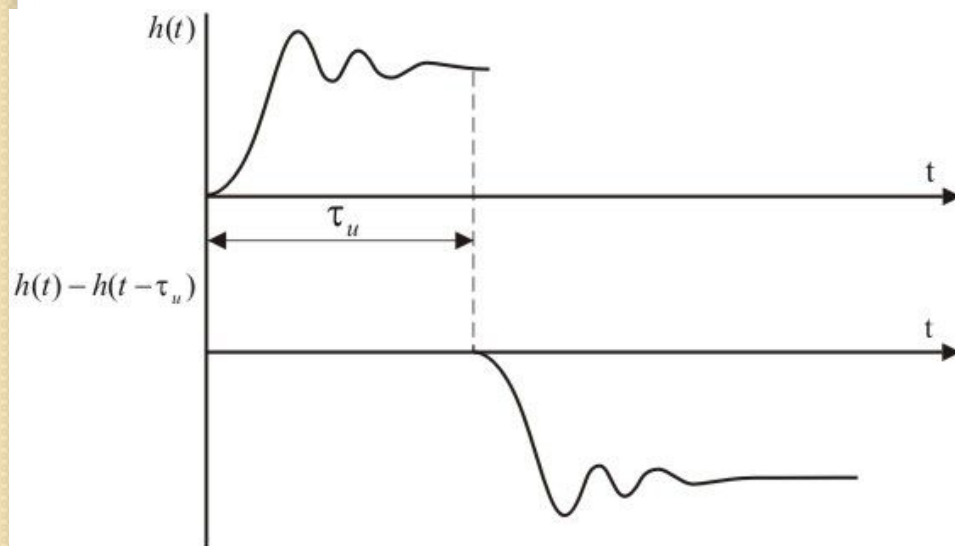


Рис. 3.5, в

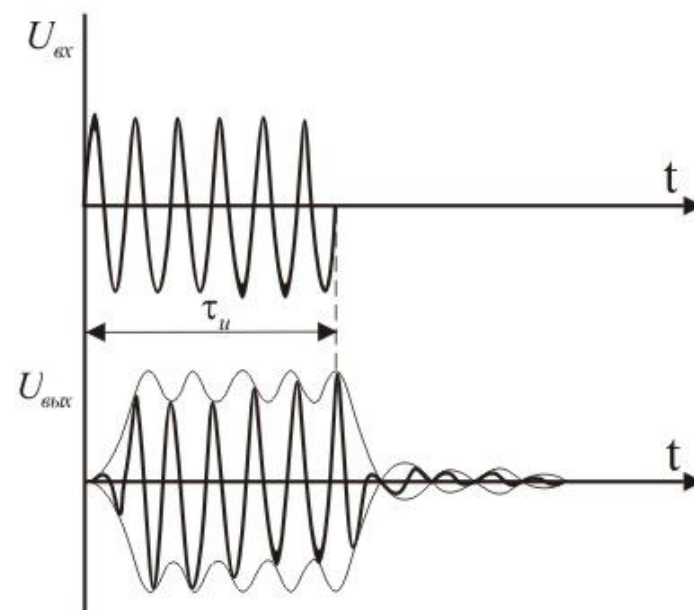


Рис. 3.5, г

3.6 Импульсное детектирование.

Импульсное детектирование – это преобразование радиоимпульса в видеоимпульс (т.е. выделение огибающей радиоимпульса). Желательно, чтобы видеоимпульс по форме мало отличался от огибающей радиоимпульса, поэтому задачей является обеспечение минимальных искажений, вызываемых переходными процессами в детекторе. Схема детектора импульсных сигналов приведена на рис. 3.6.1.

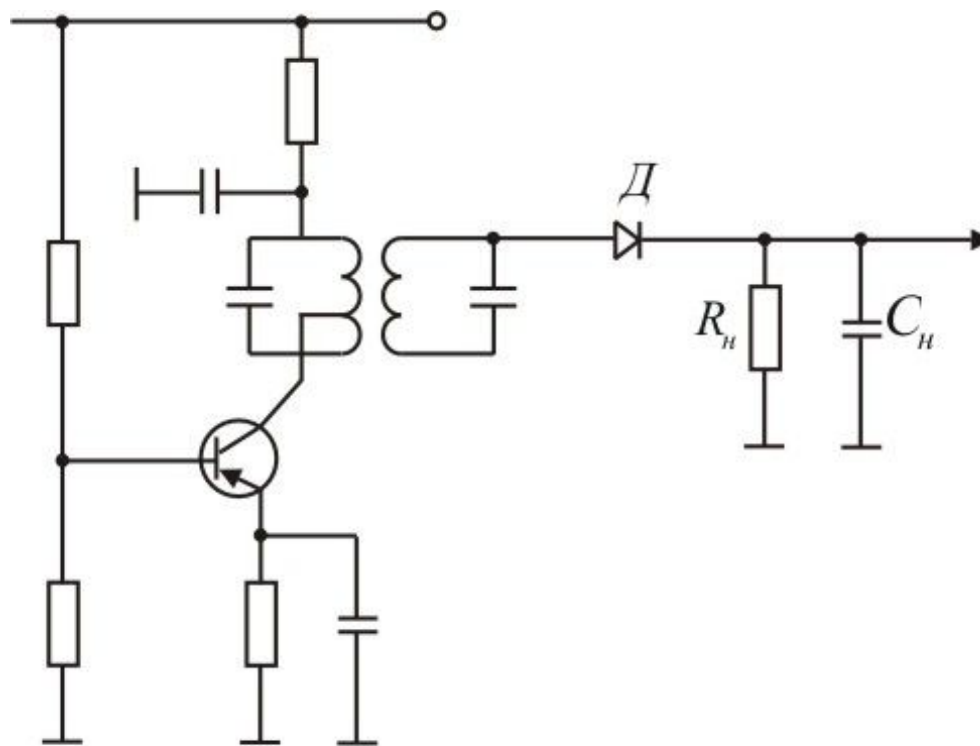


Рис. 3.6.1

Для видеодетектора характерно два параметра – время установления переднего фронта t_u и время спада заднего фронта импульса. Воспользуемся НЭ усилителя высокой частоты, позволяющим определить t_u переднего фронта импульса (Рис. 3.6.2).

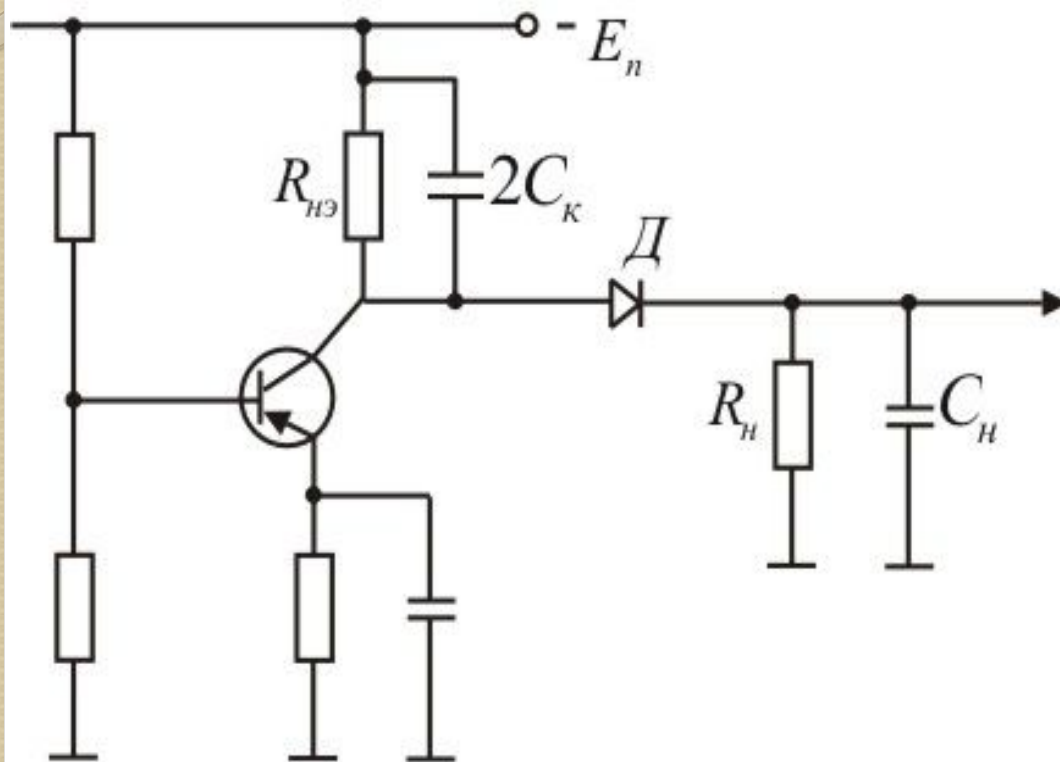


Рис. 3.6.2

На процесс установления колебаний в контуре влияет входное сопротивление детектора, которое во время переходного процесса не остается постоянным. Время установления напряжения на выходе детектора определяется скоростью заряда емкости C_n . Начальный угол отсечки равен $\theta=90^\circ$ и с ростом напряжения на выходе детектора θ уменьшается, при этом входное сопротивление детектора, равное в начальный момент $2R_i$, начинает увеличиваться до $R_n/2$ в установившемся режиме.

Следовательно, контур сначала шунтируется малым входным сопротивлением, затем увеличивающимся сопротивлением $R_{вх.д}$, тогда

$$R = \frac{R_{нэ} \cdot R_{вх.д}}{R_{нэ} + R_{вх.д}}.$$

Напряжение на входе детектора начинает быстро нарастать от минимального значения до установившегося с уменьшением скорости с постоянной времени $\tau_{зар} = C_n \cdot R$.

Установление заднего фронта начинается с момента запираания диода, когда входное напряжение мгновенно исчезает. Емкость C_n начинает разряжаться через сопротивление нагрузки R_n с постоянной разряда $\tau_{раз} = C_n \cdot R_n$. Время спада заднего фронта импульса определяется на уровне 0,1 спадающего напряжения, что составляет $t_{сп} \approx 2,3 C_n \cdot R_n$.

Задний фронт импульса на выходе детектора всегда больше переднего фронта.

4. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ.

Работе радиоприёмных устройств мешают разные помехи.

Помехи подразделяются на:

1. Гармонические (помехи от работающих передатчиков);
2. Импульсные - к ним относятся атмосферные и промышленные помехи;
3. Флюктуационные (собственные шумы приёмника, помехи космического происхождения)
4. И другие.

Для каждой конкретной радиосистемы оказывается характерен свой тип помехи. Так в диапазоне УВЧ наиболее существенным оказывается действие **атмосферных и промышленных помех**. Природой таких помех является искрение, т.е. возникновение кратковременных импульсов тока. Источником атмосферных помех являются грозовые разряды. Их действие проявляется даже тогда, когда радиоприёмное устройство удалено от грозовых очагов на сотни километров. Основными источниками промышленных помех представляются устройства, работа которых связана с искрением (машины постоянного тока, сварочные аппараты, трамвайные и троллейбусные стыки электросетей).

Флюктуационные или шумовые помехи создаются резисторами и усилительными приборами самого радиоприёмного устройства. Интенсивность таких помех существенно зависит от ширины полосы пропускания приёмника, поэтому такие помехи характерны для широкополосных приёмников диапазона СВЧ.

4.1 Импульсная помеха.

Импульсная помеха относится к классу широкополосного сигнала. Широкополосным называется сигнал, спектральная плотность которого изменяется в пределах полосы пропускания избирательной системы незначительно.

Импульсные помехи подразделяются по форме на:

- аperiodические;
- скачка первой производной;
- скачка второй производной.

Аperiodическая помеха характеризуется амплитудой E_0 , λ - показателем экспоненты, длительностью на уровне $0,1E_0$ и описывается уравнением:

$$e(t) = E_0 \cdot e^{-\lambda \cdot t} \text{ при } \begin{cases} e(t) = 0 & t < 0 \\ e(t) = E_0 e^{-\lambda t} & t \geq 0 \end{cases}$$

Определим комплексный спектр помехи:

$$\varepsilon(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} e(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} E_0 e^{-\lambda t} \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt = \frac{E_0}{\pi} \int_0^{\infty} e^{-j(\lambda + \omega)t} \cdot dt = \frac{E_0}{\pi(\lambda + j\omega)}$$

Модуль спектра импульсной помехи определяется выражением:

$$|\varepsilon(\omega)| = \frac{E_0}{\pi \sqrt{\lambda^2 + \omega^2}} \quad \text{где} \quad \lambda = 10^{-4} \div 10^{-6} \frac{1}{\text{сек}}$$

Приведём график распределения спектральной плотности импульсной помехи рисунок 4.2.

Апериодическая помеха наиболее интенсивна в области несущих частот, где её распределение не зависит от частоты (ω). С ростом ω модуль спектральной плотности монотонно уменьшается ($\omega > \lambda$). На больших частотах - падает обратно пропорционально частоте. Следовательно, при равных полосах пропускания интенсивность апериодической помехи на низких частотах значительно сильнее, чем на высоких частотах.

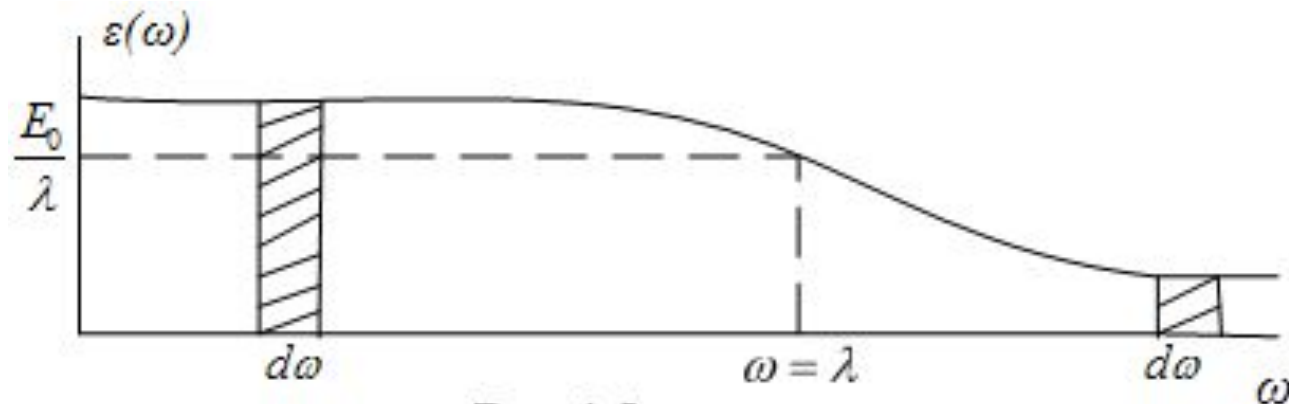


Рис 4.2

На рисунке 4.3 и 4.4 приведены помехи скачка первой производной $e'(t)$ и скачка второй производной $e''(t)$

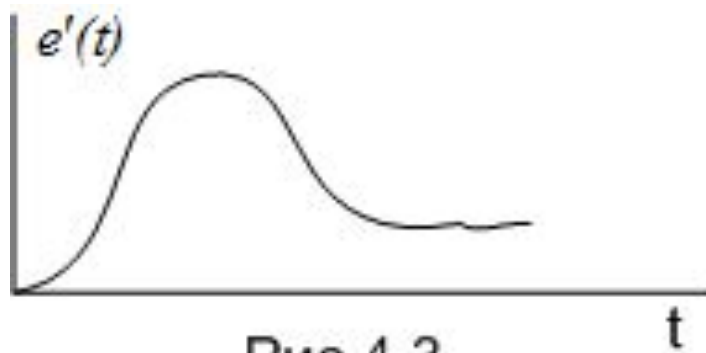


Рис 4.3

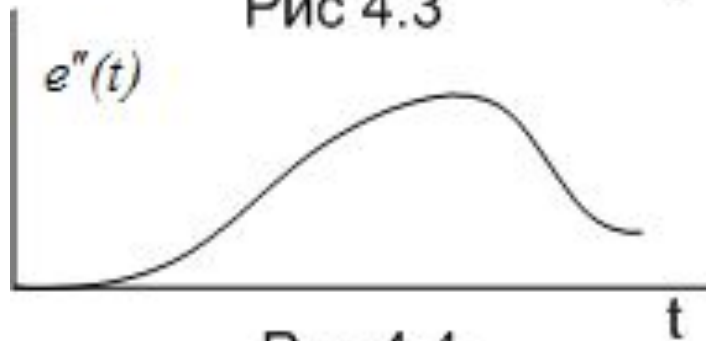


Рис 4.4

$$\begin{cases} e'(t) = 0 & t < 0 \\ e'(t) > 0 & t \geq 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} e''(t) = 0 & t < 0 \\ e''(t) > 0 & t \geq 0 \end{cases}$$

Пропустим импульсную помеху через резонансную систему рисунок 4.5 с идеальной характеристикой типа:

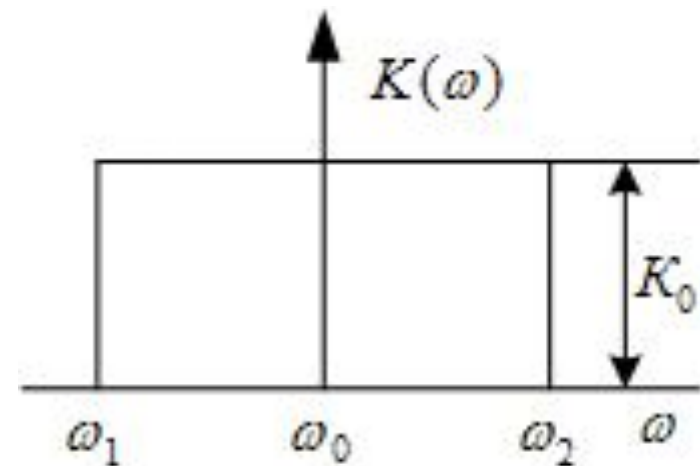


Рис 4.5

Выбираем из спектральной характеристики рисунок 4.2 участок, где

$$\varepsilon(\omega_1) = \varepsilon(\omega_2) = \varepsilon(\omega_0)$$

Определим выходное напряжение $U(t')$ по формуле:

$$\begin{aligned} U(t') &= \int_{\omega_1}^{\omega_2} \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \cdot \cos \omega t' \cdot d\omega = \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \int_{\omega_1}^{\omega_2} \cos \omega t' \cdot d\omega = \\ &= \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 [\sin \omega_2 t' - \sin \omega_1 t'] \cdot \frac{1}{t'} = 2 \cdot \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \cdot \sin \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t' \cdot \cos \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} t' \end{aligned}$$

С учётом того, что:

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} = \frac{\Delta\omega}{2} = П.П.$$

$$\frac{\omega_2 + \omega_1}{2} = \omega_0$$

Получим:

$$U(t') = \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t'}{\frac{\Delta\omega}{2}} \cdot \cos \omega_0 t'$$

Умножим числитель и знаменатель на полосу $\Delta\omega$, получим:

$$U(t') = \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t'}{\frac{\Delta\omega \cdot t'}{2}} \cdot \Delta\omega \cdot \cos \omega_0 t'$$

в виде рисунок 4.6:

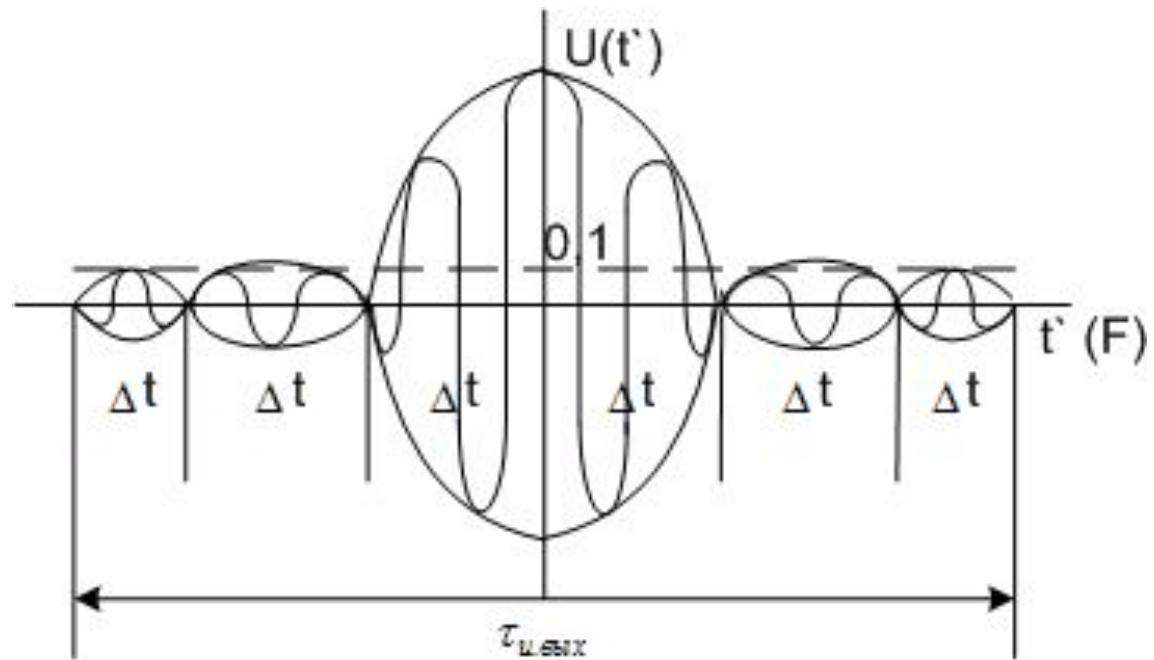


Рис 4.6

Вывод: на вход избирательной системы подаётся импульс (без ВЧ заполнения), вызывающий колебательный процесс с частотой заполнения, совпадающей с резонансной частотой контура ω_0 (в формуле сомножитель $\cos \omega_0 t'$) и огибающей, которая определяется формой избирательной системы для идеального контура в форме

$$\frac{\sin \frac{\Delta \omega}{2} t'}{\frac{\Delta \omega \cdot t'}{2}}$$

Длительность импульсной помехи определяется на уровне $0,1 U(t')_{\text{макс}}$, для идеального контура составляет $6\Delta t$.

$\Delta t = \frac{1}{\Pi}$ зависит от полосы пропускания избирательной системы.

Если резонансная кривая имеет форму, определяемую зависимостью $\gamma(f)$ рисунок 4.7 а, то форма импульсной помехи будет зависеть от формы контура – рисунок 4.7 б.

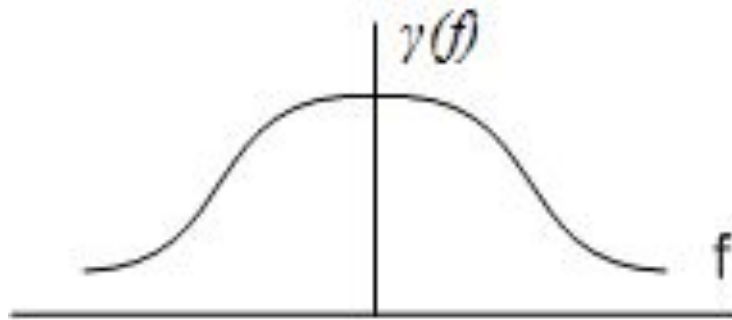


Рис 4.7 а

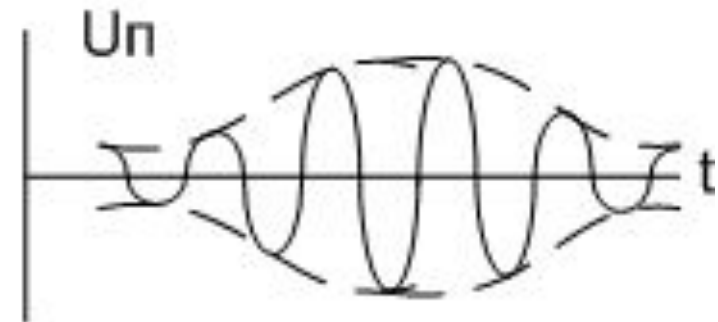


Рис 4.7 б

Из формулы, определяющей выходное напряжение $U(t')$, следует, что амплитуда помехи пропорциональна полосе пропускания системы, т.е. чем шире полоса пропускания, тем больше амплитуда помехи:

$$U_{\text{вых.помехи}} = \varepsilon(\omega_0) \cdot K_0 \cdot \Delta\omega$$

Пример:

Дано: помеха типа апериодической с амплитудой $E_0=0,1$ В, пропущена через контур с полосой 10 кГц.

Приведём помеху к входу, т.е. разделим $U_{\text{вых.помехи}}$ на K_0 :

$$E_{0n} = \frac{U_{\text{вых.помехи}}}{K_0} = \varepsilon(\omega_0) \cdot \Delta\omega$$

и определим спектральную плотность $\varepsilon(\omega_0)$ как:

$$\varepsilon(\omega_0) = \frac{E_{0n}}{\pi\omega}$$

Тогда при $f = 1\text{МГц}$ $E_{0n.вх} = \frac{0,1 \cdot 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3}{\pi \cdot 2\pi \cdot 10^6} = 300\text{мкВ}$

при $f = 100\text{МГц}$ $E_{0n.вх} = \frac{0,1 \cdot 10 \cdot 10^3}{\pi \cdot 10^8} = 3\text{мкВ}$

4.2. Прохождение импульсной помехи через усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами.

Импульс помехи на резонансной частоте усилителя ω_0 имеет модуль спектральной плотности

$$|U_{ном}(j\omega_0)|$$

Найдём реакцию НЭ усилителя на воздействие в виде дельта импульса площадью

$$|U_{ном}(j\omega_0)|$$

В операторной форме $U_{ном}(p)$ имеет вид:

$$U_{ном}(p) = \int_0^{\infty} |U_{ном}(j\omega_0)| \cdot \delta(t) \cdot e^{-pt} \cdot dt = |U_{ном}(j\omega_0)|$$

Коэффициент передачи в операторной форме:

$$K_{НЭ}(p) = K_0 \frac{\alpha^n}{(p + \alpha)^n}$$

На выходе многокаскадного усилителя с n-числом каскадов $U_{вых}(p)$ равно:

$$U_{вых}(p) = U_{ном}(p) \cdot K_{НЭ}(p) = K_0 \cdot |U_{ном}(j\omega_0)| \frac{\alpha^n}{(p + \alpha)^n}$$

Учитывая операционное соответствие, получим:

$$\frac{1}{(p + \alpha)^n} = \frac{\tau^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\tau} \quad \text{где} \quad \tau = \alpha \cdot t \quad - \text{ безразмерное время}$$

Находим оригинал реакции:

$$U_{\text{вых}}(\tau) = K_0 \cdot |U_{\text{ном}}(j\omega_0)| \cdot \alpha^n \frac{\tau^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\tau} \quad \text{где } \alpha - \text{ безразмерное затухание}$$

Построим графики переходных характеристик для разных n рисунок 4.8, учитывая, что

$$h(\tau) = \frac{U_{\text{вых}} \tau}{K_0 \cdot |U_{\text{ном}}(j\omega_0)|}$$



Рис 4.8

Если исследовать переходную характеристику на максимальное значение, то получим, что максимум приходится на значение $\tau = n-1$. При анализе формулы выходного напряжения следует, что амплитуда помехи прямо пропорциональна полосе пропускания (α'') и зависит от числа каскадов $\psi(n)$

$$U_{\text{вых.}n} = K_0 \cdot |U(j\omega_0)| \cdot (f_0 \cdot d_{\text{э}})^n \cdot \frac{\tau^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\tau} \quad \text{где} \quad \psi(n) = \frac{\tau^{n-1}}{(n-1)!} e^{-\tau} \cdot \pi^n$$

или

$$U_{\text{вых.}n} = K_0 \cdot |U(j\omega_0)| \cdot \Pi^n \cdot \psi(n)$$

Чем уже полоса пропускания, тем меньше амплитуда помехи, т.к. в узкую полосу попадает меньшая часть спектра помехи.

Длительность импульса помехи на выходе усилителя определяется на уровне 0,1 амплитуды помехи.

Пример: Дано: число каскадов $n = 1$ $h(\tau) = e^{-\tau}$

На уровне 0,1 $\tau_u = 2,3$, т.е. $t_u = \frac{\tau_u}{\alpha} = \frac{2,3}{\pi \cdot \Pi} = \frac{0,73}{\Pi}$

Вывод: расширение полосы пропускания усилителя приводит к уменьшению длительности импульсной помехи на его выходе. Это объясняется тем, что широкополосный усилитель имеет низкую добротность, в результате чего вызванное помехой собственное колебание быстро затухает. Это справедливо для любого n .

4.3 Способы борьбы с импульсной помехой

Существует несколько способов борьбы с импульсной помехой. Особенность каждого способа зависит от соотношения уровней полученного сигнала и помехи, а именно:

- $U_{\text{п}}$ много больше сильного сигнала $U_{\text{мс}}$;
- $U_{\text{п}}$ много больше слабого сигнала $U_{\text{мс}}$;
- $U_{\text{п}}$ соизмеримо с помехой $U_{\text{мс}}$.

Чем больше соотношение (С/П)вых, тем выше помехозащищённость.

Пусть на вход системы с коэффициентом усиления K_0 и полосой Π_y поступает смесь сигнал-помеха рисунок 4.9:

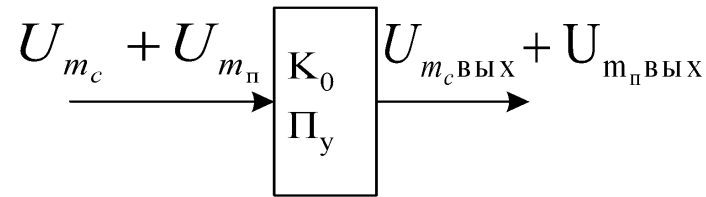


Рис 4.9

Амплитуда напряжения полученного сигнала на выходе усилителя (системы) будет равна:

$$U_{m_c \text{ Вых}} = U_{m_c} \cdot K_0$$

Максимальная амплитуда напряжения помехи на выходе усилителя:

$$U_{m_{\Pi} \text{ Вых}} = K_0 \cdot S(\omega_0)_n \cdot \Pi_y$$

зависит от спектральной плотности помехи пропорциональной амплитуде помехи и полосе усилителя Π_y . Полоса усилителя Π_y совпадает с шириной спектра полезного сигнала.

Соотношение

$$\left(\frac{C}{\Pi} \right)_{\text{вых}} = \frac{U_{m_c \text{ Вых}}}{U_{m_{\Pi} \text{ Вых}}} = \frac{U_{m_c}}{S(\omega_0)_n \cdot \Pi_y}$$

тем больше, чем уже полоса пропускания усилителя Π_y . Улучшить соотношение (С/П)вых можно, если ограничить амплитуду помехи на входе усилителя до уровня амплитуды полезного сигнала. Схема “ограничитель – узкая полоса” приведена на рисунке 4.10:

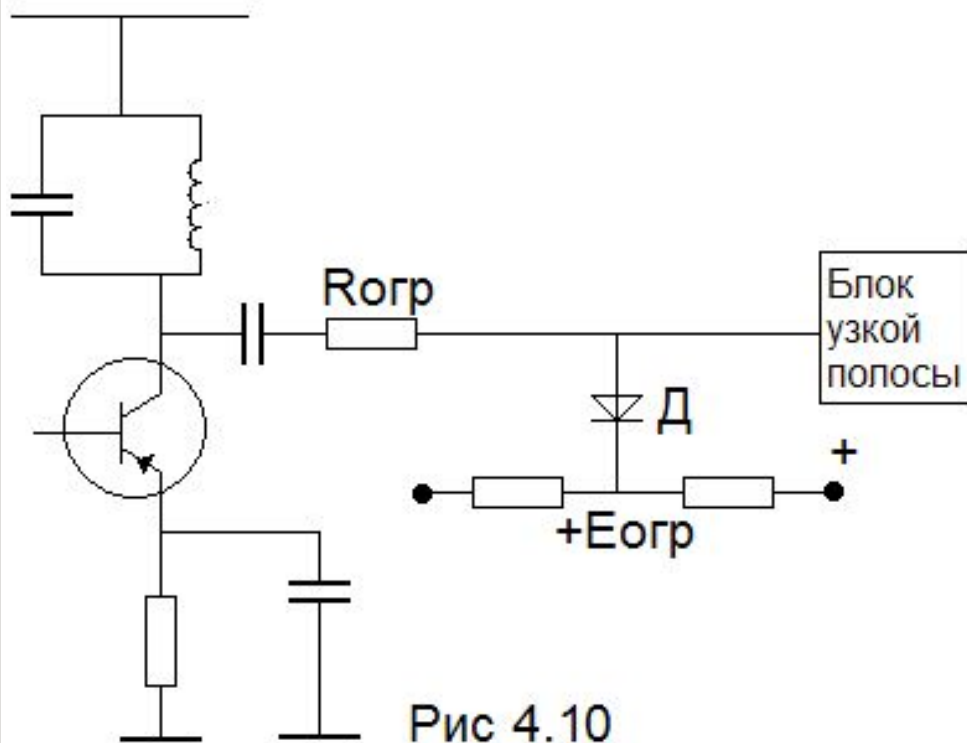


Рис 4.10

В такой схеме сигнал напрямую попадает в блок узкой полосы, а помеха, превышающая $E_{огр}$, отпирает диод и уровень амплитуды помехи падает. При втором способе применяют схему ШОУ (широкая полоса – ограничитель – узкая полоса). Схему ШОУ применяют если полезный сигнал мал настолько, что невозможно применить ограничитель с очень порогом срабатывания.

Система ШОУ состоит из блоков: широкой полосы, ограничителя, узкой полосы. Структурная схема приведена на рисунке 4.11:



Рис 4.11

Блок широкой полосы – это широкополосный усилитель, назначение которого усилить полезный сигнал до порога ограничения ограничителя, одновременно усиливается импульсная помеха $U_{мп}$, которая пропорциональна ширине полосы пропускания $\Delta F_{шир}$ усилителя. Одновременно с этим длительность помехи уменьшается. Ограничитель ограничивает уровень помехи. Блок узкой полосы с полосой пропускания $\Delta F_{узк}$ сигнал не изменяет, а уровень помехи падает и длительность помехи растягивается рисунок 4.12.

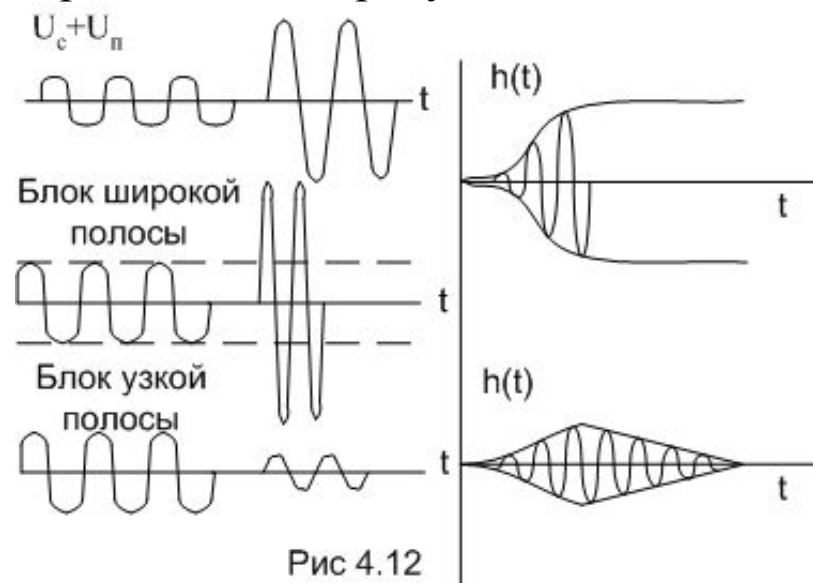


Рис 4.12

Максимальное отношение сигнал-помеха на выходе ШОУ определяется отношением полос пропускания блоков с широкой и узкой полосой пропускания:

$$\frac{U_{m_{с\text{вых}}}}{U_{m_{н\text{вых}}}} \approx 0,4 \frac{\Delta F_{ш}}{\Delta F_{у}}$$

Метод Агеева применяется, когда уровень помехи соизмерим с уровнем сигнала.

Метод основан на том, что в спектре речи содержатся НЧ составляющие, а в помехе ВЧ составляющие. Система состоит из блока высокой частоты, ограничителя, блока низкой частоты – рисунок 4.13.



Рис 4.13

В блоке ВЧ уменьшается интенсивность НЧ сигнала. Ограничитель ограничивает помеху. В блоке НЧ полезный сигнал усиливается, а интенсивность помехи ослабляется. Эпюры напряжений сигнала и помехи приведены на рисунке 4.14 (а, б, в, г).



Рис 4.14

Метод компенсации импульсной помехи.

Метод основан на том, что импульсная помеха имеет равномерный спектр в широком диапазоне, в то время, как спектр полезного сигнала ограничен и сосредоточен вокруг несущей частоты. Часть импульсной помехи попадая в полосу пропускания приёмника, настроенного на полезный сигнал ω_c оказывается связанным с полезным сигналом (приобретает частоту заполнения ω_c). Устройство состоит из двух каналов: канала сигнала, настроенного на частоту ω_c , и канала помехи, настроенного на частоту помехи ω_p , сдвинутой относительно ω_c . При одинаковых полосах пропускания каналов, при одинаковых АЧХ и ФЧХ блоков, законы изменения огибающих будут одинаковы (частоты напряжений будут разными).

Для компенсации импульсной помехи необходимо преобразовать частоту колебаний помехи ω_p в частоту колебаний сигнала ω_c с помощью преобразователя частоты. На вход вычитающего устройства поступают сигналы с двух каналов. На выходе вычитающего блока импульсная помеха будет скомпенсирована.

Схема компенсации импульсной помехи приведена на рисунке 4.15

Схема компенсации импульсной помехи

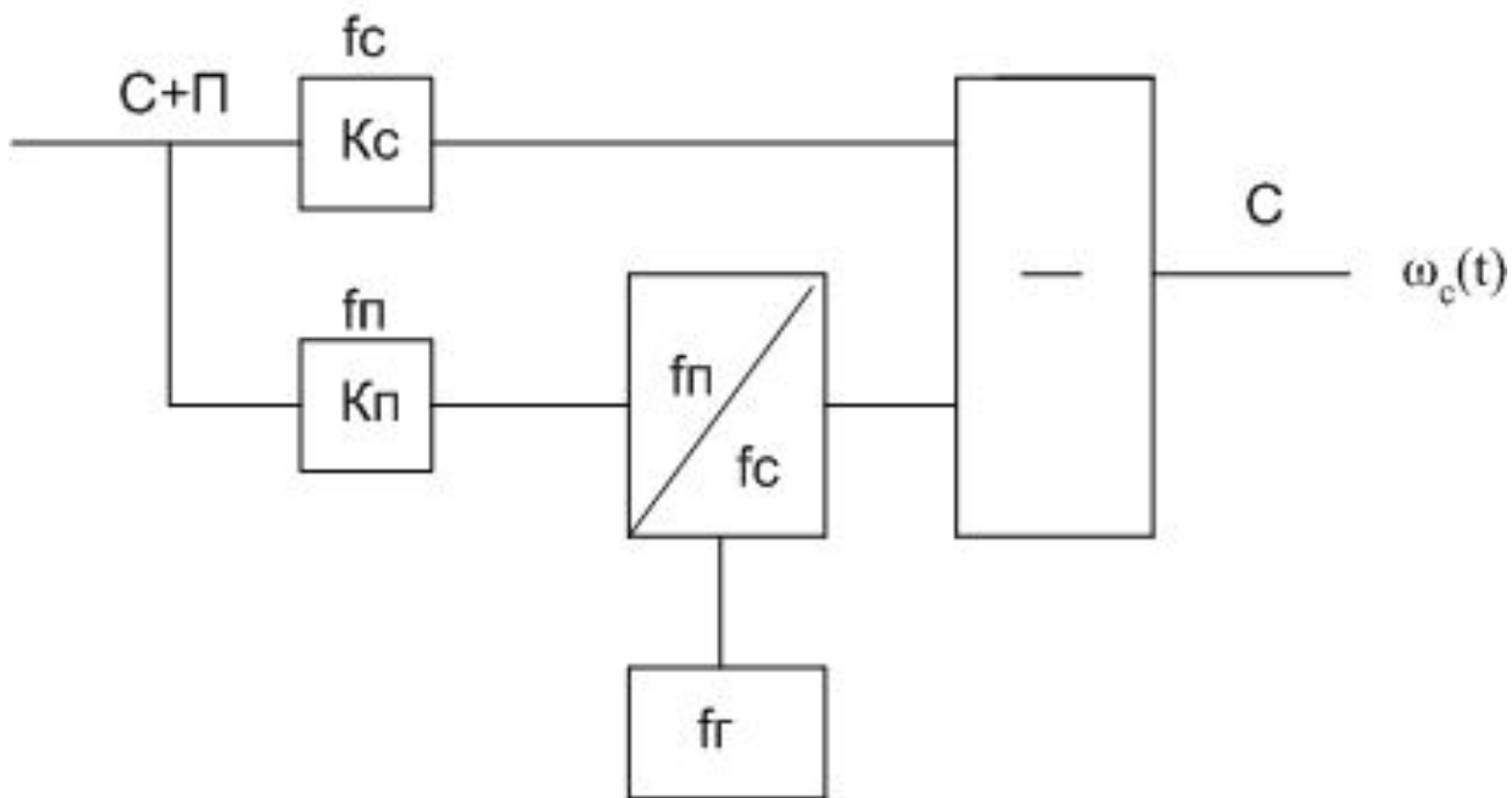


Рис 4.15

5. ФЛУКТАЦИОННЫЕ (СОБСТВЕННЫЕ) ШУМЫ ПРИЕМНИКА

Флюктуационные помехи – это наложение кратковременных импульсов большого количества (рис.5.1). Такие импульсы имеют длительность (τ) порядка $10^{-9} \div 10^{-10}$ с. Один импульс тока представлен на рис.5.2. Источниками флюктуационных помех являются лампы, транзисторы, диоды, резисторы (идеальные емкость и индуктивность не шумят).



Рис.5.1

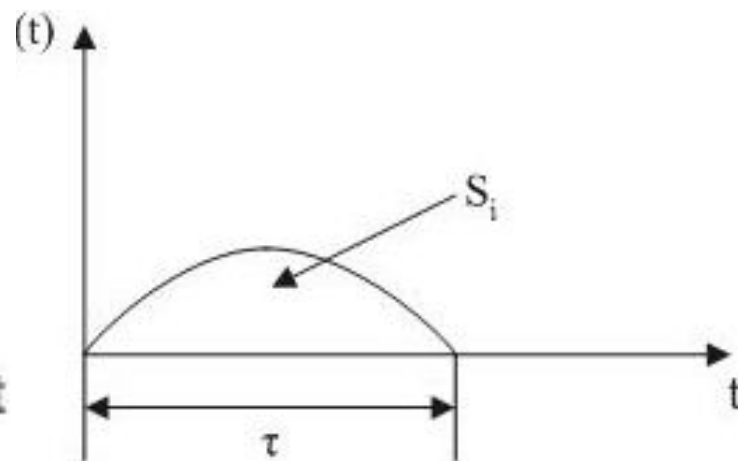


Рис.5.2

Флюктуационные шумы бывают **тепловые** и **дробовые**.

Тепловые: шум обусловлен хаотическим движением свободных электронов (е) в проводнике.

Дробовый: шум в активных элементах приемника вызывается неравномерным движением носителей через р-п-переходы.

Спектральная характеристика отдельного импульса:

$$\varepsilon_i(\omega) = \int_0^{\tau} e_i(t) \cdot e^{+j\omega t} \cdot dt$$

где τ – время жизни одного электрона.

Так как τ – мало, то $\omega\tau \ll 1$ и тогда $e^{-j\omega\tau} \approx 1$

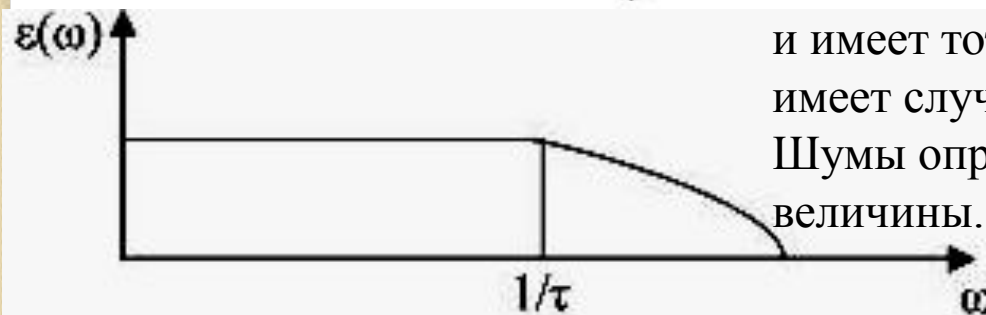
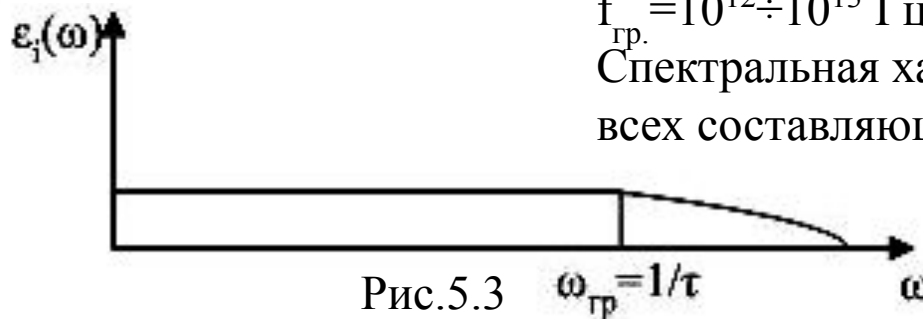
$$\varepsilon_i(\omega) = \int_0^{\tau} e_i(t) \cdot dt = S_i$$

то есть спектральная плотность равна площади импульса и не зависит от частоты, то есть она равномерна до очень высоких частот:

$f_{гр.} = 10^{12} \div 10^{13}$ Гц – граничная частота (рис. 5.3).

Спектральная характеристика шума равна сумме всех составляющих:

$$\varepsilon(\omega) = \sum_i \varepsilon_i(\omega)$$



и имеет тот же характер, но фаза компонент имеет случайный характер рис.5.4.

Шумы определяются как случайные величины.

5.1 Статистические характеристики шума.

1. Среднее значение напряжения шума равно нулю

$$\overline{e_{\text{ш}}}(t) = 0$$

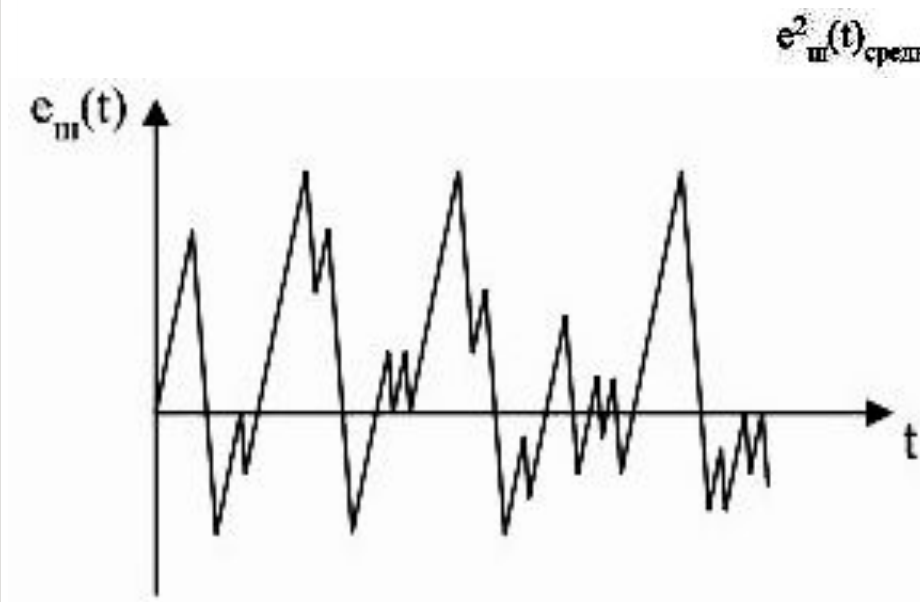


Рис.5.5

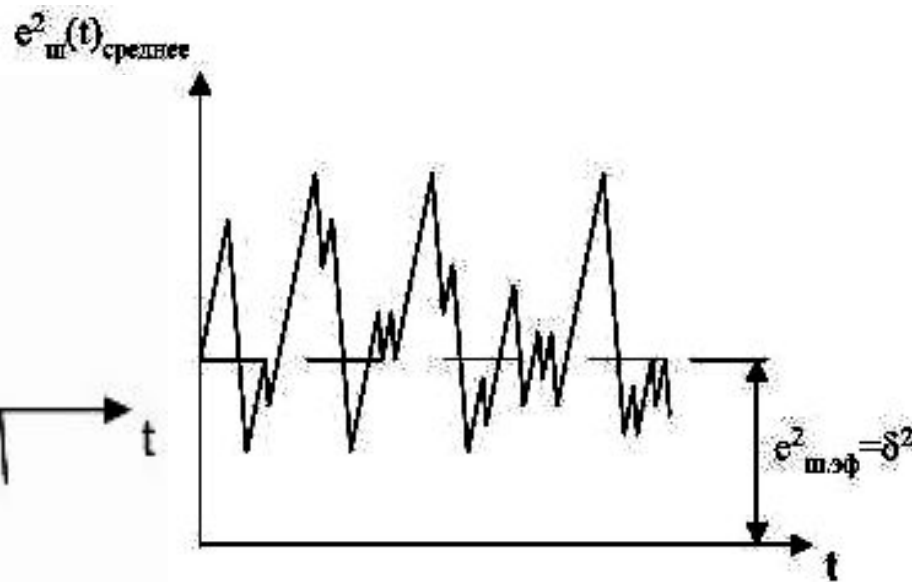


Рис.5.6

2. Средний квадрат шума

$$\overline{e_{\text{ш}}^2(t)} = e_{\text{ш.эф}}^2 = \sigma^2$$

$$e_{\text{ш.эф}}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T e_{\text{ш}}^2(t) \cdot dt$$

3. Удельная плотность шума, приходящаяся на единицу полосы F

$$\delta_y^2 = \frac{\delta^2}{F}$$

Спектральная характеристика шума равномерна в большом диапазоне частот, полоса приемника ограничена.

4. Закон распределения случайных величин.

$W(u)$ – плотность вероятности.

u – напряжение шума.

Если имеется график закона распределения, то можно определить, с какой вероятностью напряжение шума может превысить заданной значение.

Для случая

$$P(u > u') = \int_{u'}^{\infty} W(u) \cdot du$$

Вероятность, что шум превысит 0-значение, равна всей площади, то есть

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(u) \cdot du = 1$$

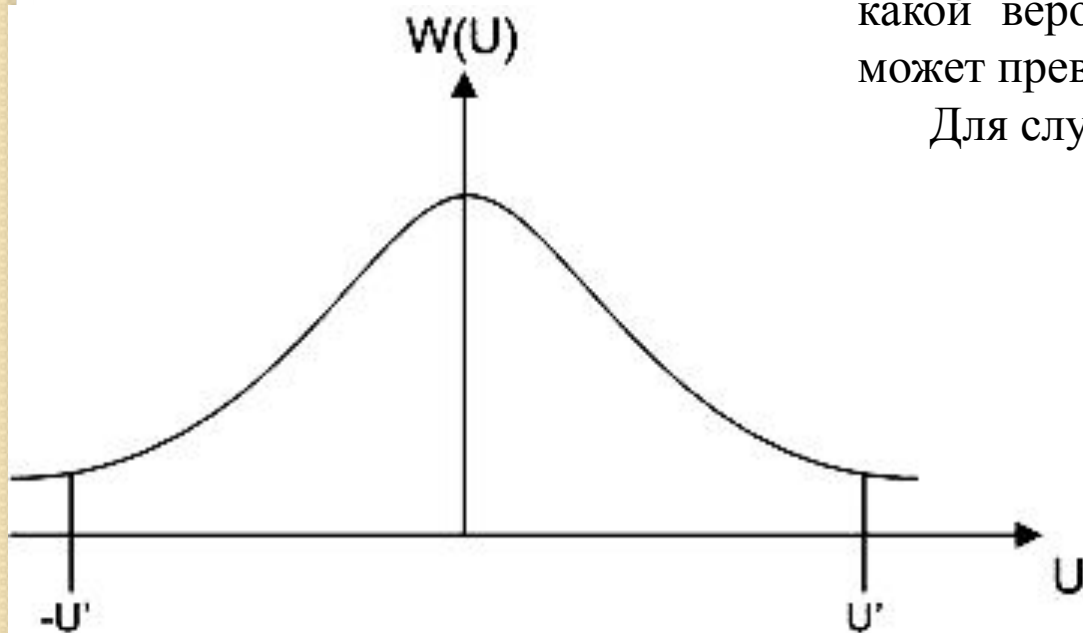


Рис.5.7

Шум подчиняется нормальному закону распределения, где плотность вероятности $W(u)$ описывается выражением:

$$W(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} \cdot e^{-\frac{u^2}{2\delta^2}}$$

где δ^2 – дисперсия шума, равная квадрату эффективного напряжения шума $e_{ш_{эф}}^2$

5.2. Прохождение шума через линейную систему приемника

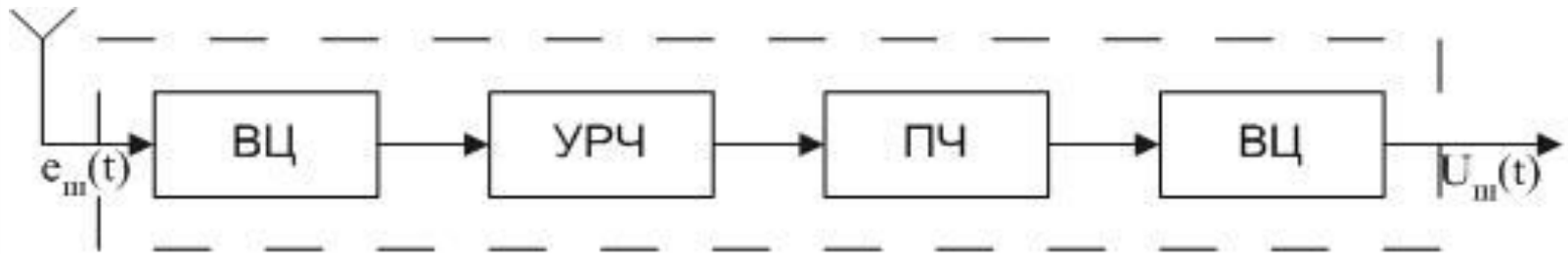


Рис.5.8

На вход системы с коэффициентом усиления $K(\omega)$ подается шум $e_{ш}(t)$

Пусть характеристика избирательной системы имеет вид **рис.5.9**.

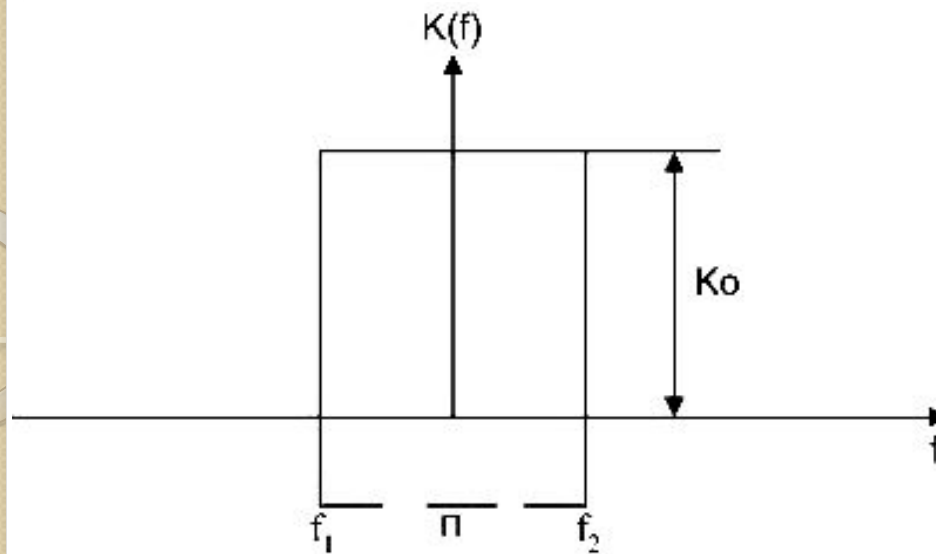


Рис.5.9

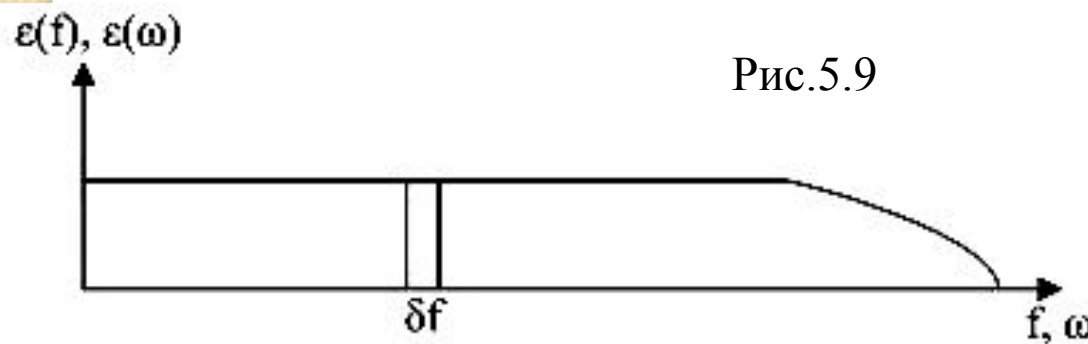


Рис.5.10

Из спектральной характеристики шума выделим интервал частоты δf , в пределах которого спектральная плотность шума постоянна **рис.5.10**.

Квадрат эффективного напряжения шума на входе избирательной системы (для одной составляющей спектра) равен:

$$\delta f_{\text{шэф}}^2 = \frac{2}{y}$$

где δf_y^2 - удельная плотность шума.

На входе избирательной системы для одной составляющей:

$$U_{\text{шэф}}^2 = \delta_y^2 \cdot \delta f \cdot K_0^2$$

Для всех составляющих в пределах полосы пропускания Π квадрат эффективного напряжения шума равно:

$$\Pi_{\text{шэф}}^2 = \sum_i U_{i \text{ шэф}}^2 = \delta_y^2 \cdot K_0^2 \sum_{f_1}^{f_2} \delta f = \delta_y^2 \cdot K_0^2 \cdot \quad \text{ш}$$

$$\sum_{f_1}^{f_2} \delta f \quad \text{- называется шумовой полосой}$$

Когда резонансная кривая прямоугольная, то шумовая полоса совпадает с полосой сигнала. Реальная резонансная характеристика отличается от прямоугольной.

Пропустим шум через резонансный контур **рис.5.11**.

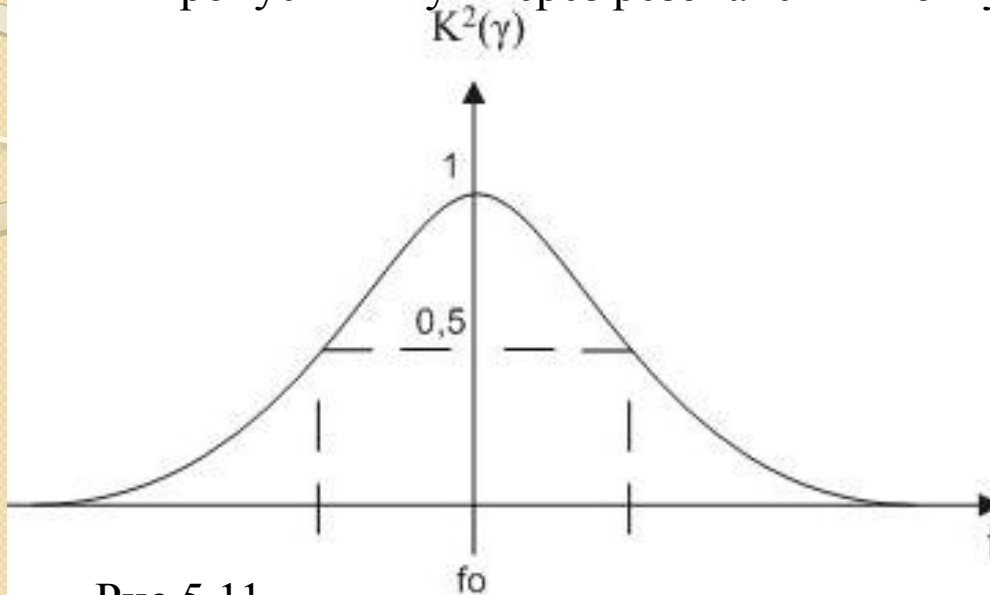


Рис.5.11

На выходе контура получим

$U_{шэф}^2$, равное:

$$U_{шэф}^2 = \int_0^{\infty} \delta_y^2 \cdot K^2(f) df$$

Умножим и разделим на квадрат резонансного усиления K_0^2 выражение под интегралом:

$$U_{шэф}^2 = \int_0^{\infty} \frac{\delta_y^2 \cdot K_0^2 \cdot K^2(f) df}{K_0^2} = \delta_y^2 \cdot K_0^2 \int_0^{\infty} \frac{K^2(f)}{K_0^2} df$$

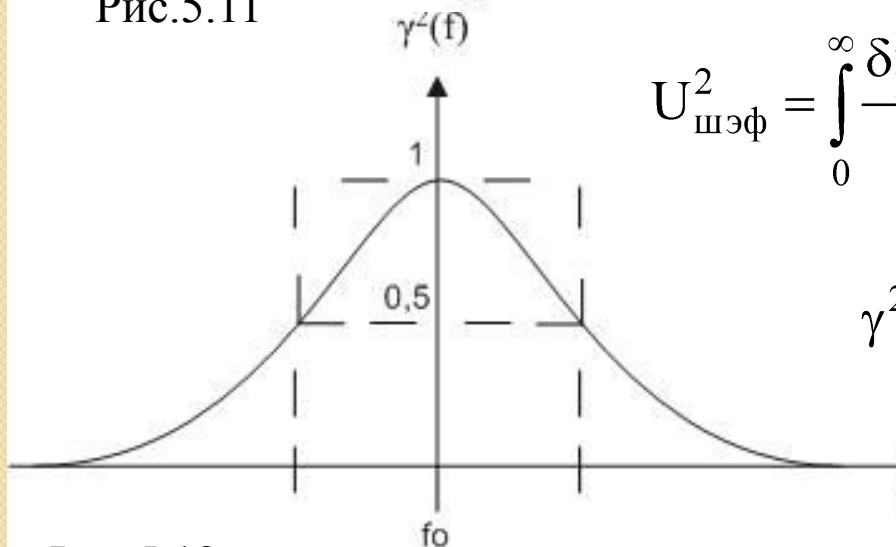


Рис.5.12

$$\gamma^2(f) = \frac{K^2(f)}{K_0^2}$$

квадрат нормированной резонансной кривой **рис.5.12**.

$$\int_0^{\infty} \gamma^2(f) df =$$

III называется эквивалентной шумовой полосой

Если построить квадратную резонансную характеристику, равновеликую площади реальной резонансной кривой с ординатой, равной 1, то площадь $S=1\Pi_{\text{ш}}$, где $\Pi_{\text{ш}}$ – значение эквивалентной шумовой полосы.

Равновеликий прямоугольник пересекается с квадратом резонансной кривой на уровне 0,5, что составляет 0,7 уровня резонансной кривой и полоса шума равна полосе сигнала $\Pi_{\text{ш}}=\Pi_{\text{с}}$.

Вывод: интенсивность шума на выходе линейной части приемника определяется не формой частотной характеристики, а площадью под квадратом резонансной кривой, и полоса $\Pi_{\text{ш}}$ не отличается от полосы сигнала $\Pi_{\text{с}}$.

С физической точки зрения каждая составляющая шума в виде случайного короткого импульса с малой длительностью вызывает в контурах избирательной системы затухающие колебания с частотой ω_0 , равной резонансной частоте контура. Начальные фазы откликов и их интенсивность являются случайными величинами. На выходе контура получаем напряжение с частотой ω_0 , амплитуда и фаза которого медленно и случайным образом меняется во времени

$$U(t) = U(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t))$$

то есть колебание квазигармоническое. При этом, чем уже полоса пропускания, тем с меньшей скоростью изменяются огибающая и фаза.

5.3. Шумы, вносимые элементами приемника.

1. Шум сопротивления.

В проводнике свободные электроны создают шумовое напряжение по теореме Найквиста.

$$E_{\text{ш}}^2 = RKT \Pi_{\text{ш}}.$$

где $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град.кельвина}}$ - постоянная Больцмана.

$T=290^0\text{K}$ по Кельвину.

$\Pi_{\text{ш}}$ – эквивалентная шумовая полоса.

Для расчетов считаем, что R не шумит, а шумит источник – генератор напряжения или тока.

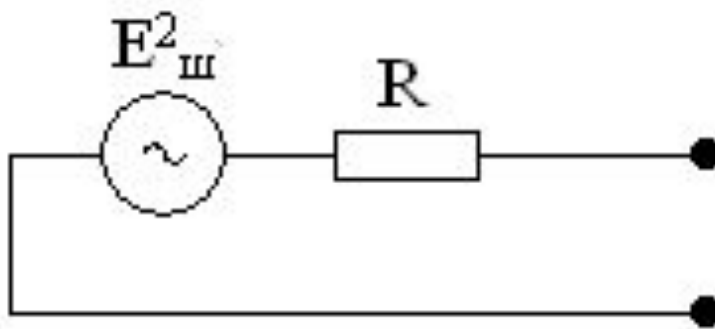


Рис.5.13

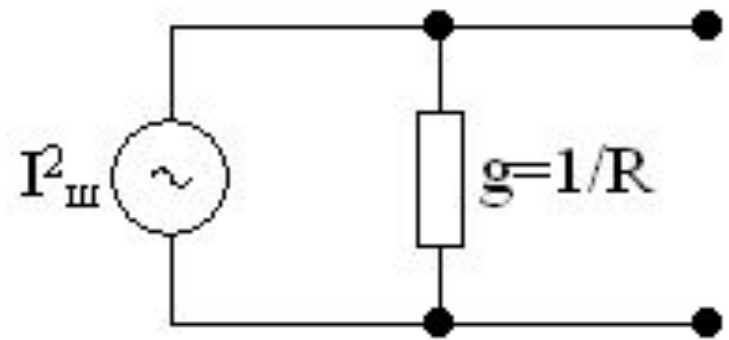


Рис.5.14

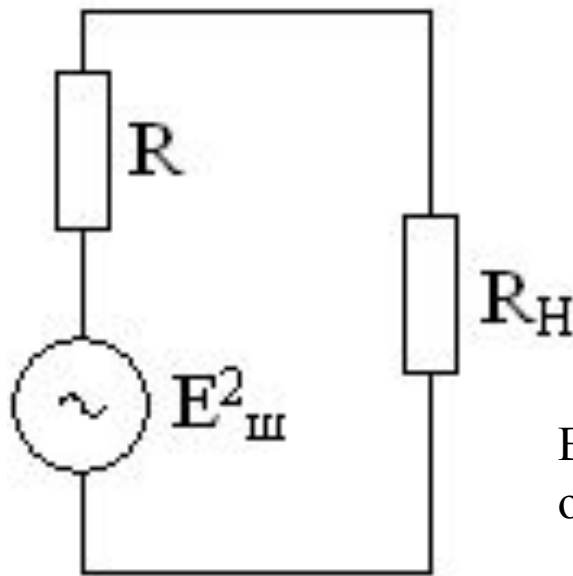
2. Шум, оказываемый сопротивлением, согласованным с нагрузкой.

$$R = R_H$$

$$I_{ш} = \frac{E_{ш}}{R + R_H} = \frac{E_{ш}}{2R}$$

Мощность шума

$$P_{ш} = I_{ш}^2 \cdot R = \frac{E_{ш}^2}{4R^2} \cdot R = \frac{E_{ш}^2}{4R}$$



С учетом $E_{ш}^2 = 4KT_{ш}$ получим

$$P_{ш} = \frac{4KT_{ш}R}{4 \cdot R} = KT_{ш}$$

В режиме согласования мощность шума не зависит от нагрузки R_H .

Рис.5.15

3. Последовательное и параллельное соединение сопротивлений.

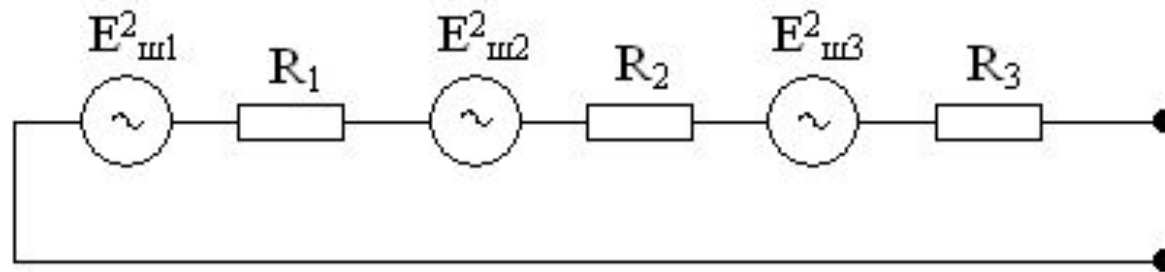


Рис.5.16

$$E_{ш}^2 = (E_{ш1}^2 + E_{ш2}^2 + E_{ш3}^2) = 4KT$$

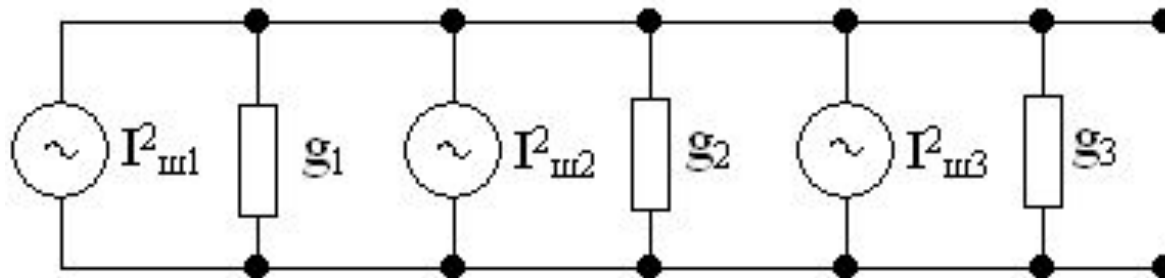


Рис.5.17

$$I_{ш}^2 = (I_{ш1}^2 + I_{ш2}^2 + I_{ш3}^2) = 4KT$$

4. Шум резонансного контура.

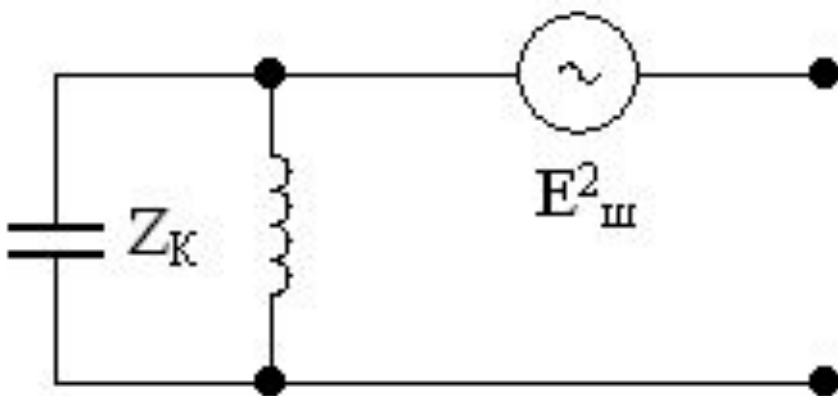


Рис.5.18

Контур не шумит, а шум создается генератором шума $E_{ш}$.

Комплексное сопротивление контура (Z_K) равно:

$$Z_K = \frac{R_K}{1 + j \frac{2\Delta f}{f_0 d}}$$

Умножим и разделим числитель и знаменатель на разность $(1 - j \frac{2\Delta f}{f_0 d})$ тогда получим:

$$Z_K = \frac{R_K (1 + j \frac{-2\Delta f}{f_0 d})}{1 + (\frac{2\Delta f}{f_0 d})^2} = \frac{R_K}{1 + (\frac{2\Delta f}{f_0 d})^2} + j \frac{R_K (\frac{-2\Delta f}{f_0 d})}{1 + (\frac{2\Delta f}{f_0 d})^2}$$

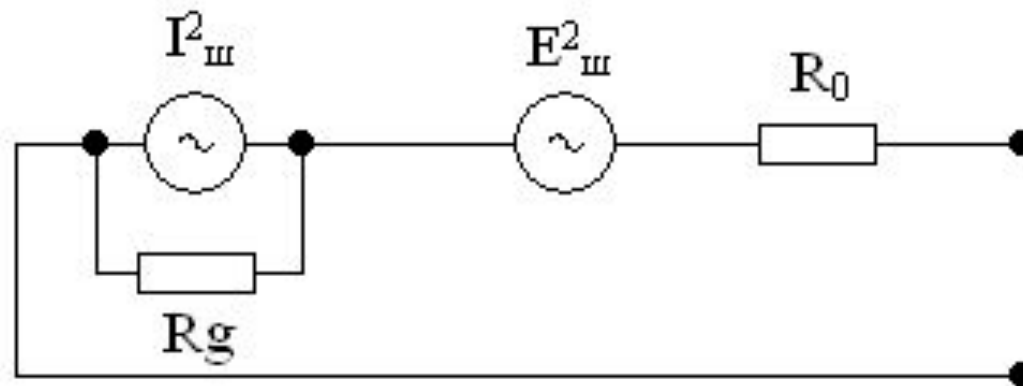
где $\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (\frac{2\Delta f}{f_0 d})^2} d\Delta f = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma^2(\mathbf{f}) d\Delta f = \mathbf{ш}$

Тогда $E_{ш}^2 = 4KTR_K \mathbf{ш}$

Шум создается реактивным сопротивлением контура.

5. Шумы активных элементов схемы.

а) Полупроводниковый диод шумит двумя сопротивлениями: объемным сопротивлением массы R_0 и сопротивлением перехода R_d .



$$I_{ш}^2 = 2eI_d$$

$$E_{ш}^2 \approx 4KT$$

б) Транзистор биполярный, полевой.

Шумят своими переходами и входным сопротивлением. Чем меньше входное сопротивление, тем меньше шумов создает транзистор. Для практических расчетов пользуются двумя источниками шума – шумами шумового сопротивления (источником является дробовый шум) и шумами входного сопротивления, то есть схема имеет вид **рис.5.20**.

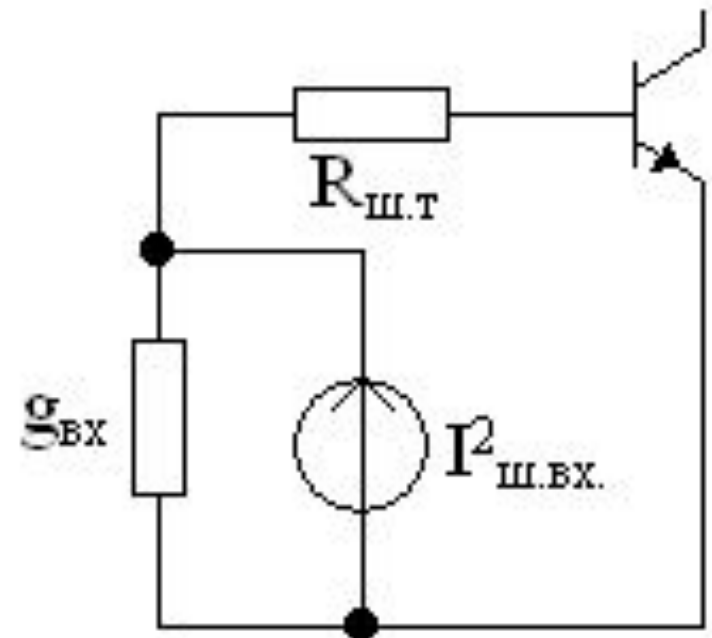


Рис.5.20

Шумовое сопротивление транзистора $R_{ш}$ равно:

$$R_{ш} \approx \frac{20 \cdot I_{э}}{|Y_{21}|^2} \quad \text{где } I_{э} - \text{ток эмиттера}$$

$|Y_{21}|$ - крутизна транзистора.

Шум, вносимый входным сопротивлением (проводимостью) определяется:

$$P_{швх}^2 = 4KTg_{вх}t_{11} \quad \text{ш} \quad \text{где } t_{11} - \text{относительная шумовая температура}$$

$t_{11} \leq 1$.

в) Шум преобразователя.

Шум преобразователя создается не только самим транзистором смесителя, но к нему добавляются шумы гетеродина. Тепловые шумы, созданные транзистором преобразователя, определяются как:

$$P_{ш}^2 = 4KT \cdot R_{шпр} \cdot \quad \text{ш} \approx \frac{16}{S_{пр}} \cdot \quad \text{ш} \quad \text{где } S_{пр} - \text{крутизна преобразования.}$$

г) Шумы антенны.

Эквивалентная шумовая схема антенны **рис.5.21**.

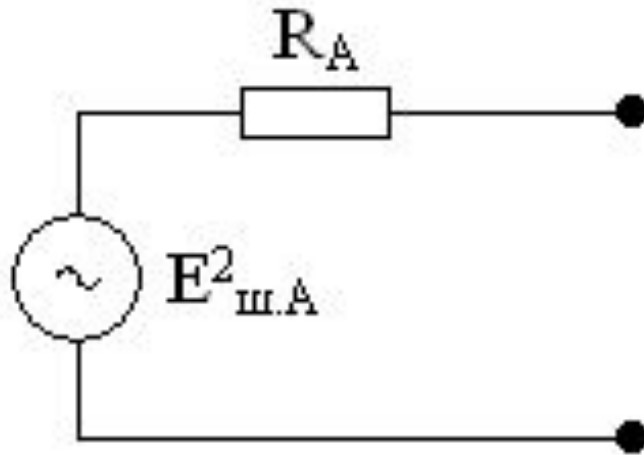


Рис.5.21

Сопротивление антенны складывается из двух составляющих:

$$R_A = R_{\Omega} + R_{\Sigma}$$

R_{Ω} - омическое сопротивление антенны,
 R_{Σ} - сопротивление излучения.

Шумы обусловлены космическим излучением, излучением земли, излучением атмосферы.

Космические шумы появляются от источников Солнца, звезд. Они проявляются, если антенна имеет направление на эти источники. При направлении на Солнце температура (t°) превышает во много раз температуру окружающей среды $t^{\circ}=290^{\circ}\text{K}$ и сказывается в области метровых волн.

Шумы атмосферы проявляются в диапазоне волн менее 3 см., если направление приема близко к горизонту.

Влияние Земли проявляется при наличии в антенне боковых лепестков. Шумовая температура земли $t^{\circ}=250^{\circ}\text{K}$.

Так как источники независимы друг от друга, то:

$$E_{шА}^2 = E_{шк.изл}^2 + E_{шатм}^2 + E_{шземли}^2 = 4K(T_{косм} + T_{атм} + T_{земли}) \cdot R_A \quad ш$$

5.4. Коэффициент шума приемника.

На вход квазилинейной части приемника подаются шумы, сформированные антенной $E_{\text{шА}}$ и сигнал источника E_a . Приемник обладает коэффициентом усиления $K(\omega)$. На выходе имеем смесь сигнала и шума. Шум на выходе складывается из внешних шумов $E_{\text{шА}}$ и внутренних (собственных) шумов от элементов схем приемника.

Коэффициентом шума приемника (N) называется отношение мощности шума на выходе приемника, к мощности шума на выходе идеального приемника.

$$N = \frac{P_{\text{швых}}}{P_{\text{швых.идеальн.}}}$$

В идеальном приемнике $N=1$, в реальном $N>1$.

Определим коэффициент шума приемника.

$$N = \frac{U_{\text{швых}}^2}{E_{\text{швых.идеальн.}}^2}$$

С учетом того, что

$$E_{\text{швых.идел.}} = E_{\text{шА}} \cdot K = E_{\text{шА}} \cdot \frac{U_c}{E_A}$$

где $K = \frac{U_c}{E_A}$

- коэффициент усиления приемника, равный отношению напряжения сигнала на выходе к напряжению сигнала на входе.

Тогда .

$$N = \frac{U_{\text{швых}}^2 \cdot E_A^2}{E_{\text{шA}}^2 \cdot U_c^2} = \frac{\left(\frac{U_{\text{швых}}^2}{U_c^2}\right)}{\left(\frac{E_{\text{шA}}^2}{E_A^2}\right)} = \frac{\left(\frac{\text{Ш}}{\text{С}}\right)_{\text{вых}}}{\left(\frac{\text{Ш}}{\text{С}}\right)_{\text{вх}}} \gg 1$$

Коэффициент шума характеризует степень уменьшения сигнала к шуму.
Кроме того:

$$N = \frac{P_{\text{швых}}}{P_{\text{швых.идеал.}}} = \frac{P_{\text{швых.идеал.}} + P_{\text{швнутр.ист.}}}{P_{\text{швых.идеал.}}} = 1 + \frac{P_{\text{шсоб.}}}{P_{\text{швых.идеал.}}}$$

Коэффициент шума характеризует относительное приращение шумов за счет внутренних источников.

5.5. Коэффициент шума каскада.

В качестве каскада рассмотрим схему входного контура приемника, работающего на одной частоте и нагруженного транзистором следующего каскада **рис.5.22**.

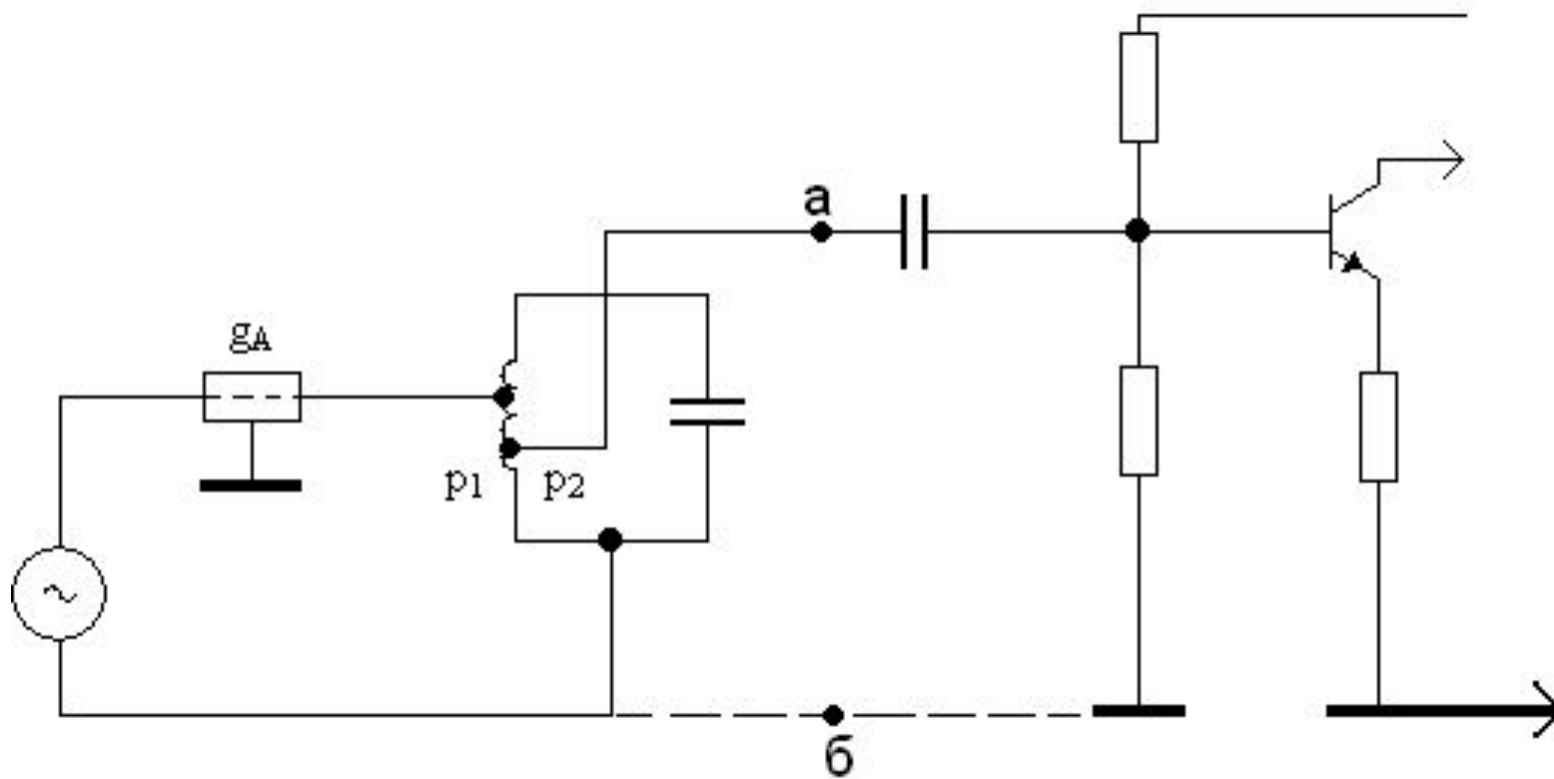


Рис.5.22

Шумовая схема каскада представлена на **ри.5.23**.

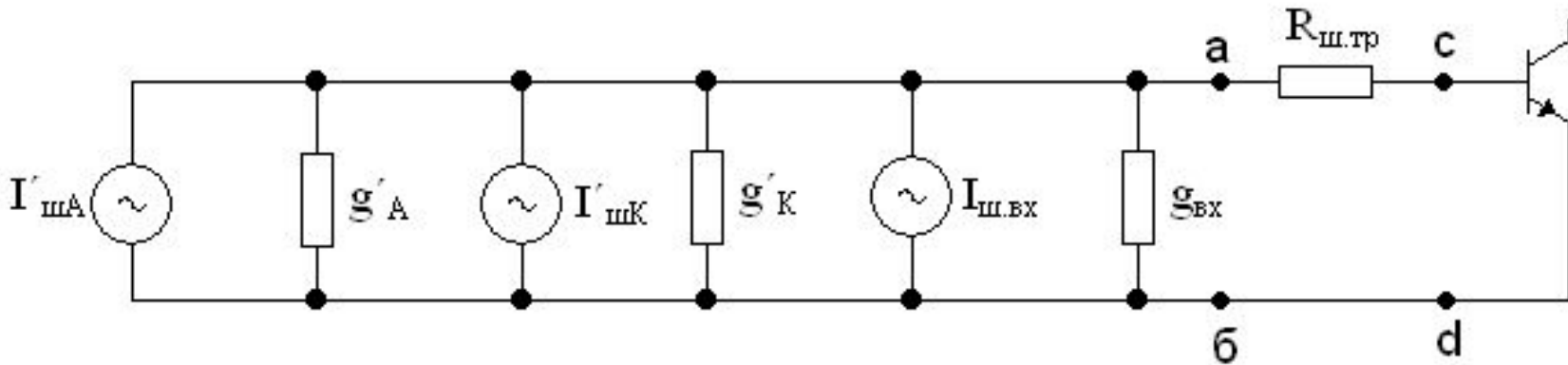


Рис.5.23

Источниками шума являются проводимость антенно-фидерной цепи g_A , резонансная проводимость контура ВЦ g_K , входная проводимость транзистора и шумовое сопротивление транзистора $R_{ш.тр}$.

При двойном автотрансформаторном подключении контура проведем пересчет проводимостей к точкам **аб**.

$$g'_A = g_A \frac{p_1^2}{p_2^2}$$

$$I'_{шA} = I_{шA} \frac{p_1}{p_2}$$

$$g'_K = \frac{g_K}{p_2^2}$$

$$I'_{шK} = \frac{I_{шK}}{p_2}$$

В точках **аб** квадрат эффективного напряжения шума $E_{\text{шаб}}^2$ равен:

$$E_{\text{шаб}}^2 = \frac{I_{\text{ша}}'^2 + I_{\text{шк}}'^2 + I_{\text{швх}}^2}{g^2}$$

где $g = g_{\text{А}}' + g_{\text{Г}}' + t_{\text{вх}} \cdot g$ где t_{11} – относительная шумовая температура входной проводимости.

$$I_{\text{ша}}'^2 = 4KTg_{\text{А}}' \quad \text{ш}$$

$$I_{\text{шк}}'^2 = 4KTg_{\text{К}}' \quad \text{ш}$$

$$I_{\text{швх}}^2 = 4KTg_{\text{вх}} \cdot t_{11} \quad \text{ш}$$

К этим шума добавляются шумы шумового сопротивления транзистора $R_{\text{ш}}$.

$$E_{\text{шсд}}^2 \approx E_{\text{шаб}}^2 + 4KT \quad \text{ш} \cdot \quad \text{штр}$$

Коэффициент шума схемы равен: $N = \frac{E_{\text{шсд}}^2}{E_{\text{шсдидеал}}^2}$

Найдем квадрат эффективного напряжения шума идеальной схемы, в которой отсутствуют все источники шумов, кроме шумов антенны $I_{\text{шА}}$:

$$E_{\text{шсдидеал}}^2 = \frac{I_{\text{шА}}'^2}{g^2}$$

Определим коэффициент шума N , как:

$$N = \frac{E_{шcd}^2}{E_{шcdидеал.}^2} = 1 + \frac{g'_K + t_{11} \cdot g_{BX}}{g'_A} + \frac{R_{ш} \cdot g^2}{g'_A}$$

При согласовании $p_1 = p_{1согл.}$ $g'_A = g'_1 + t_{BX} \cdot g$ получим $N_{согл.}$, равный:

$$N_{согл.} = 2 + 4R_{ш}g'_A = 2 + 4R_{ш}(g'_K + g_{BX}) \quad \text{при } t_{11}=1.$$

При согласовании коэффициент шума $N_{согл.}$ меньше, чем при несогласованном режиме.

Определим минимальный коэффициент шума, подбирая коэффициенты включения p_1 и p_2 :

$$\frac{\partial N}{\partial \frac{p_1}{p_2}} = 0 \quad N_{мин} = 1 + 2R_{ш}(g'_K + g_{BX}) \left[1 + \sqrt{1 + \frac{g'_K + g_{BX}}{R_{ш}(g'_K + g_{BX})^2}} \right]$$

Минимальный коэффициент шума больше 1.

Построим график зависимости коэффициента шума N и коэффициента передачи по мощности K_p от коэффициентов включения **рис.5.24**, где

$$K_p = \frac{p_1 \cdot p_2 \cdot g'_A}{g'_A + g'_{BX} + g}$$

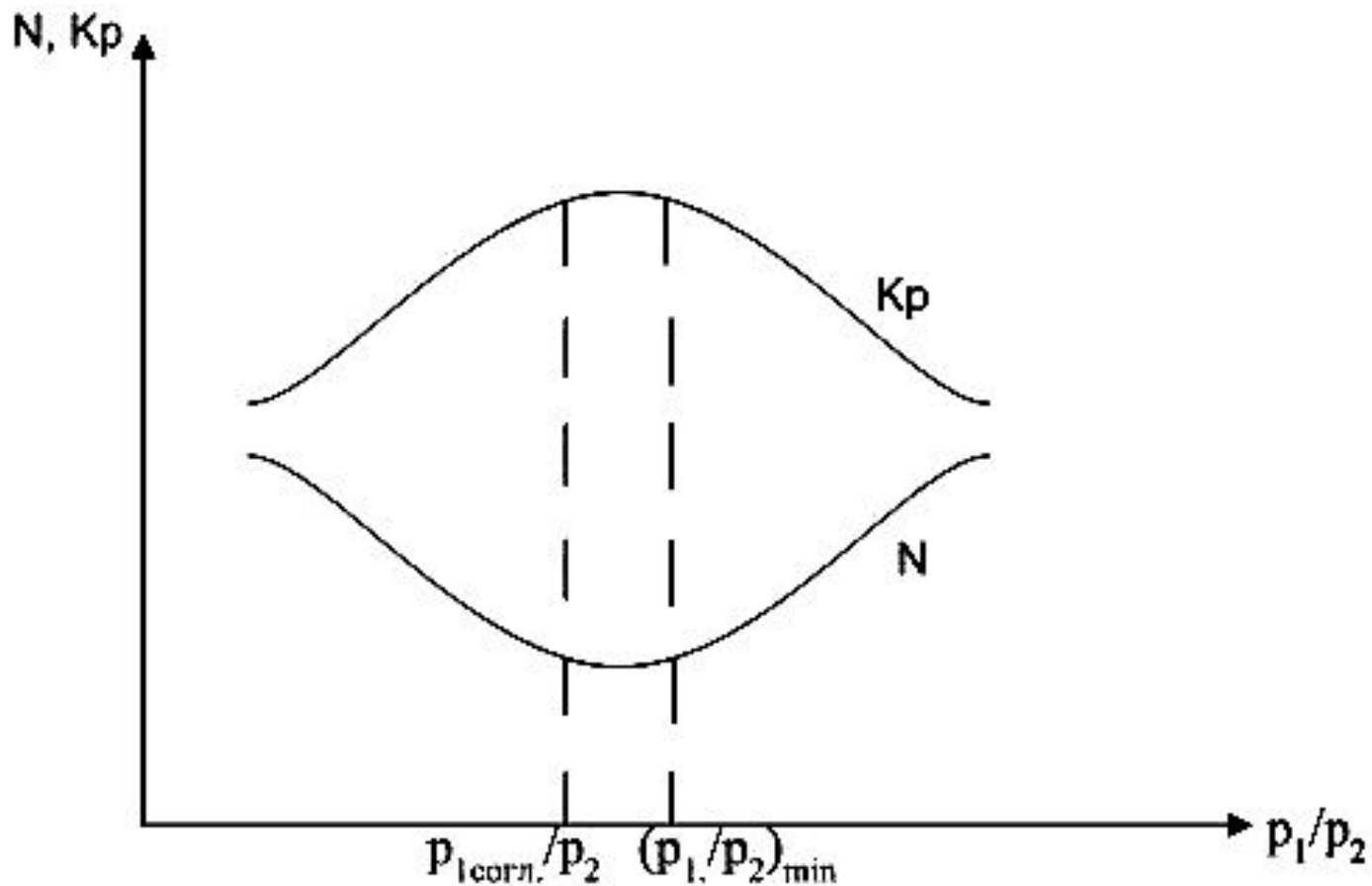


Рис.5.24

Теоретически максимальный коэффициент передачи K_{pmax} не совпадает с N_{min} , но практически $N_{согл}$ и N_{min} отличаются незначительно, поэтому аппаратуру настраивают на режим согласования, обеспечивая максимальный коэффициент передачи.

5.6. Шумовая и относительная шумовая температура четырехполюсника.

Имеется четырехполюсник с коэффициентом передачи K_p и входным сопротивлением источника $R_{\text{вх}}$, согласованным с выходным сопротивлением источника $R_{\text{и}}$, то есть $R_{\text{вх}} = R_{\text{и}}$ **рис.5.25**.

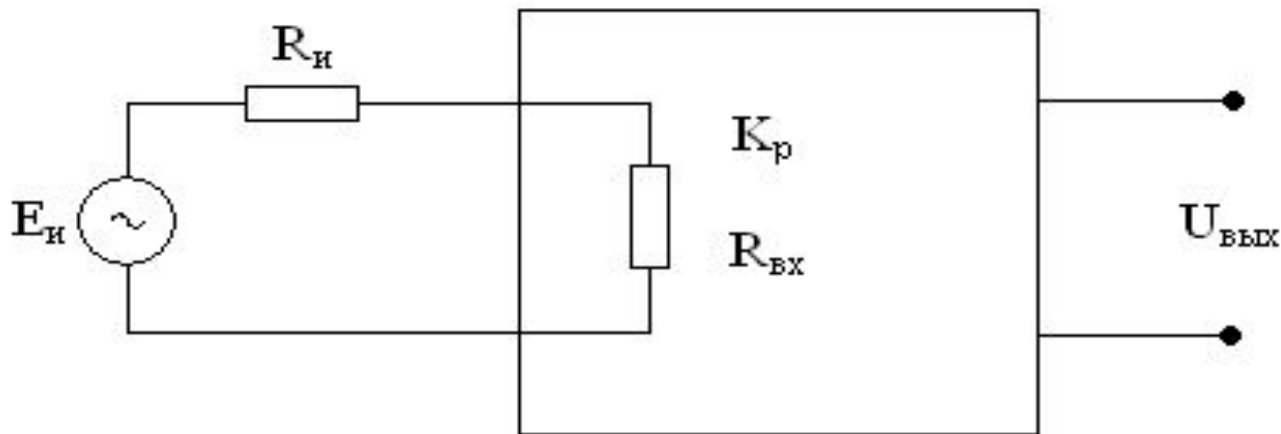


Рис.5.25

Известно, что при согласовании мощность $P_{\text{ш.вх.}}$ не зависит от величины сопротивления:

$$P_{\text{ш.вх.}} = K T_{\text{ш}}$$

В идеальной схеме четырехполюсника мощность шума на выходе будет равна:

$$P_{\text{ш.вых.идеал.}} = P_{\text{ш.вх.}} \cdot K_p = K T_{\text{ш}} \cdot p$$

В реальной схеме шумов на выходе будет больше за счет собственных шумов $P_{\text{шсобст}}$. Тогда коэффициент шума N равен:

$$N = \frac{P_{\text{швых}}}{P_{\text{швых.идеал.}} K} = \frac{P_{\text{швых.идеал.}} + P_{\text{шсобст.}}}{P_{\text{швых.идеал.}}} = 1 + \frac{P_{\text{шсобст.}}}{P_{\text{швых.идеал.}}} = 1 + \frac{P_{\text{шсобст.}}}{KT_{\text{ш}} \cdot R}$$

Из чего следует, что $P_{\text{шсобст.}} K = (N - 1)KT_{\text{ш}} \cdot R$

Приведем шумы к входу четырехполюсника: $P_{\text{шсобст.вх}} = (N - 1)KT_{\text{ш}}$

Произведение $(N - 1)T = T_{\text{ш}}$ называется шумовой температурой четырехполюсника

$T_{\text{ш}}$ – шумовая температура – это температура сопротивления, равного входному, при котором оно создает шумы такие же, как и шумы внутренних источников четырехполюсника.

Относительная шумовая температура t – есть отношение шумовой температуры $T_{\text{ш}}$ к температуре окружающей среды в °Кельвина:

$$t = \frac{T_{\text{ш}}}{T} = N - 1$$

Малошумящие усилители оцениваются шумовой температурой. Средняя шумовая температура приемника порядка $T_{\text{ш}} = 500^\circ\text{K}$.

5.7. Коэффициент шума последовательного соединения четырехполюсников.

Пусть имеется последовательность согласованных четырехполюсников, согласованных друг с другом и имеющих свои шумовые параметры N **рис.5.26.**

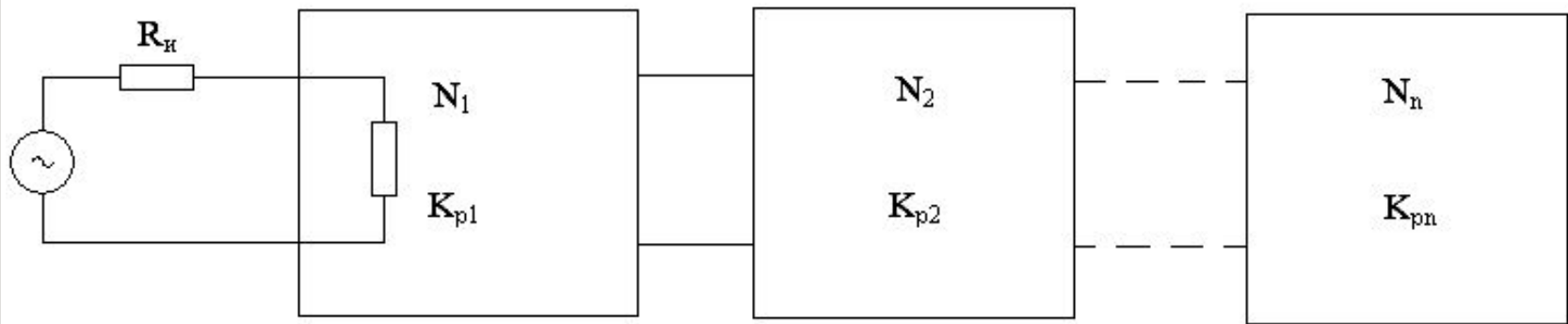


Рис.5.26

Определим коэффициент шума двух последовательно включенных четырехполюсника. Исходим из условий, что при согласовании $R_{и} = R_{вх1}$ и $R_{вых1} = R_{вх1}$.

Для первого четырехполюсника коэффициент шума:

$$N_1 = \frac{P_{швых1}}{P_{швых.идеал.1} K} = \frac{P_{швых.идеал.1} + P_{шсобст.1}}{P_{швых.идеал.1}} = 1 + \frac{P_{шсобст.1}}{KT_{ш} \cdot p1}$$

Для второго четырехполюсника коэффициент шума:

$$N_2 = 1 + \frac{P_{\text{шсобст.2}}}{K_T K_{\text{ш}} \cdot p_2}$$

Коэффициент шума двух четырехполюсников N равен:

$$N = \frac{P_{\text{швых}}}{P_{\text{швых.идеал.}} K_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{швых.идеал.}} + P_{\text{шсобст.}}}{P_{\text{швых.идеал.}}} = \frac{K_T K_{\text{ш}} \cdot K_{p1} \cdot p_2 P_{\text{шсобст.1}} + K_T K_{\text{ш}} \cdot K_{p2} P_{\text{шсобст.2}}}{K_T K_{\text{ш}} \cdot K_{p1} \cdot p_2}$$

$$= 1 + \frac{P_{\text{шсобст.1}} \cdot K_{p2}}{K_T K_{\text{ш}} \cdot K_{p1} \cdot p_2} + \frac{P_{\text{шсобст.2}}}{K_T K_{\text{ш}} \cdot K_{p1} \cdot p_2}$$

шумы входа идеальной схемы усиливаются первым и вторым четырехполюсником. Первые два слагаемых определяют коэффициент шума первого четырехполюсника N_1 . Второе слагаемое определяется

$$\frac{P_{\text{шсобст.2}}}{K_T K_{\text{ш}} \cdot p_2} = N_2 - 1$$

Тогда общий коэффициент шума равен:

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}}$$

Для n-каскадного четырехполюсника справедлива общая формула для определения N:

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots + \frac{N_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \dots K_{p_{n-1}}}$$

Если K_{p1} – большой, то коэффициент шума определяется в основном шумом первого каскада.

Таким каскадом может быть эмиттерный повторитель, у которого коэффициент усиления по направлению (K_n) равен 1.

Для эмиттерного повторителя:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{U_{\text{ВХ}}^2}$$

$$P_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{R_{\text{ВХ}}}$$

так как $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1$

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_{\text{ВЫХ}}}$$

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{U_{\text{ВХ}}^2} \cdot \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \gg 1$$

Чаще применяют каскадную схему включения двух транзисторов ОЭ-ОБ
рис.5.27.

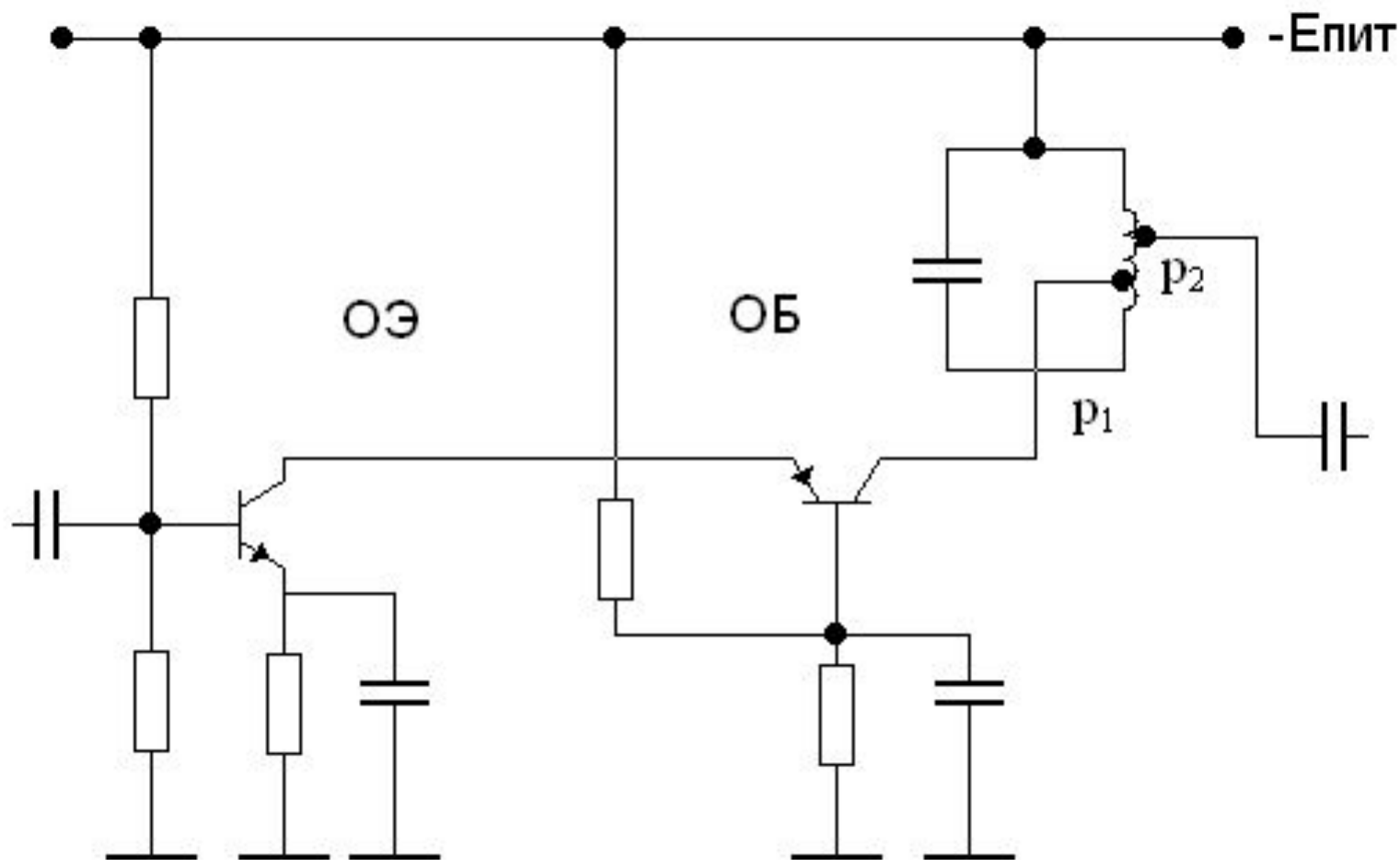


Рис.5.27

Для каскадной схемы справедливо:

$$K = K_{01} \cdot K_{02} \quad \text{где} \quad |Y_{21}|_1 = |Y_{21}|_2 \approx |Y_{21}| \quad R_{\text{вхОБ}} = \frac{1}{S} = \frac{1}{|Y_{21}|_2}$$

$$K_{\text{вхОБ}} |Y_{21}|_1 \cdot R = \frac{Y_{211}}{|Y_{21}|_2} \approx 1$$

$$K_{02} = |Y_{22}|_2 \cdot R \cdot p \cdot p$$

Общий коэффициент усиления по напряжению определяется коэффициентом усиления схемы с ОБ.

Определим коэффициент передачи по мощности схемы ОЭ:

$$K_{p1} = \frac{P_{\text{выхОЭ}}}{P_{\text{вхОЭ}}} = \frac{\frac{U_{\text{вых1}}^2}{R_{\text{вхОБ}}}}{\frac{U_{\text{вх1}}^2}{R_{\text{вхОЭ}}}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{U_{\text{вх}}^2} \cdot \frac{R_{\text{вхОЭ}}}{R_{\text{вхОБ}}} \gg 1$$

тогда

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}}$$

так как K_{p1} — большой, то схема является малошумящей и определяется в основном шумами первого каскада с транзистором, включенным с ОЭ.

6. ПРИЕМНИКИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

6.1 Приемники АМ-сигналов (АМС)

Амплитудно-модулированные сигналы широко используются в системах телефонной радиосвязи, радиовещании в диапазоне ДВ, СВ, КВ.

Обобщенная структурная схема рис.6.1

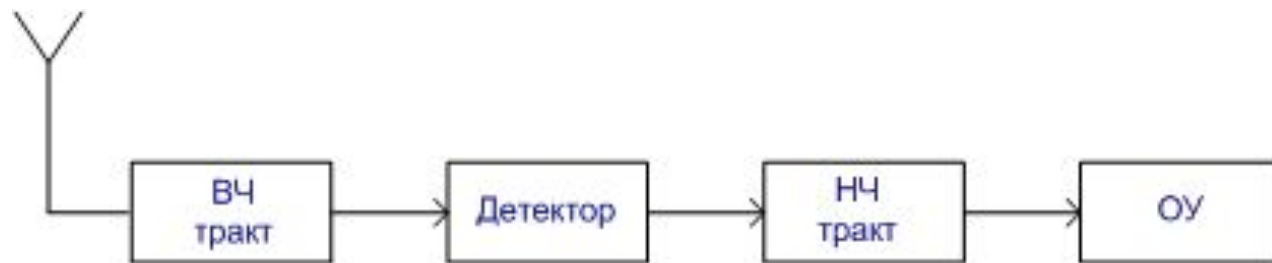


рис.6.1

Высокочастотный тракт содержит преселектор, преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты.

Известно, что амплитудная модуляция имеет низкую помехоустойчивость по сравнению с другими видами модуляции (частотная, фазовая, однополосная). Простота схемы и особенности распространения волн большой величины определили ее применение.

6.1.2. Искажения АМ-сигналов в высокочастотном тракте приемника

а) Частотные искажения АМС.

На вход тракта, имеющего симметричную АЧХ и нечетносимметричную фазовую характеристику рис.6.2

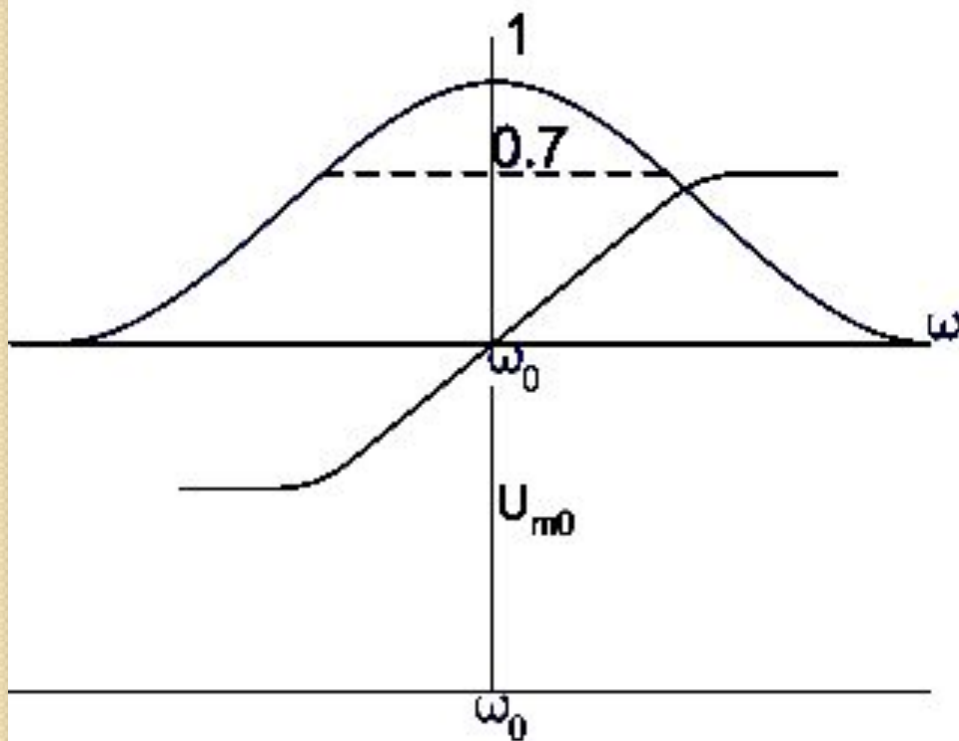


рис.6.2

подаются амплитудно-модулированные колебания с несущей частотой, равной резонансной частоте избирательной системы тракта $\omega_c = \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f$ и частотной модуляции $\Omega = 2\pi F_m$ и коэффициентом модуляции m :

$$x(t) = U_{m0} \sin(\omega_0 t + m \sin \Omega t)$$

где U_{m0} – амплитуда несущего колебания.

Или:

$$x(t) = U_{m0} \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} m U_{m0} \cos(\omega_0 - \Omega) - \frac{1}{2} m U_{m0} \cos(\omega_0 + \Omega)$$

В простейшем АМС содержится три составляющие спектра с частотами: ω_0 , $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$, каждая составляющая имеет свою величину, а именно U_{m0} и $0.5mU_{m0}$ соответственно.

На выходе тракта напряжение равно:

$$u_{\text{вых}} = U_{m0} \cdot \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} m U_{m0} K (\omega_0 - \Omega) \cdot \cos [(\omega_0 - \Omega)t + \varphi(\omega_0 - \Omega)] - \\ - \frac{1}{2} \cdot m \cdot U_{m0} K (\omega_0 + \Omega) \cdot \cos [(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(\omega_0 + \Omega)]$$

Если тракт имеет симметричные АЧХ и ФЧХ, то:

$$K(\omega_0 + \Omega) = K(\omega_0 - \Omega) = K_0 \cdot \gamma(\Omega), \quad \varphi(\omega_0 + \Omega) = \varphi(\omega_0 - \Omega)$$

и

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \left(1 + m \sin \Omega(t - t_0) \right) \cdot \sin \omega_0 t$$

Где $U_{m0\text{вых}} = U_{m0} \cdot K_0$ – амплитуда несущего колебания на выходе,

$m_{\text{вых}} = m \cdot \gamma(\Omega)$ – коэффициент модуляции выходного напряжения,

$$t_0 = \frac{\varphi(\Omega)}{\Omega} \quad - \text{ время запаздывания огибающей.}$$

Вывод: частотные искажения АМС в высокочастотном тракте с симметричными характеристиками проявляются в изменении коэффициента модуляции и в запаздывании огибающей выходного колебания.

Коэффициент модуляции выходного напряжения $m_{\text{вых}}$, равен произведению коэффициента модуляции входного напряжения на относительное изменение коэффициента передачи боковых колебаний к несущей. Если частотная характеристика имеет двугорбую резонансную кривую, то происходит увеличение коэффициента модуляции на боковых частотах и при условии, что боковые колебания превышают несущую частоту, тогда возникает перемодуляция. Форма выходного напряжения для этого режима приведена на рис. 6.3

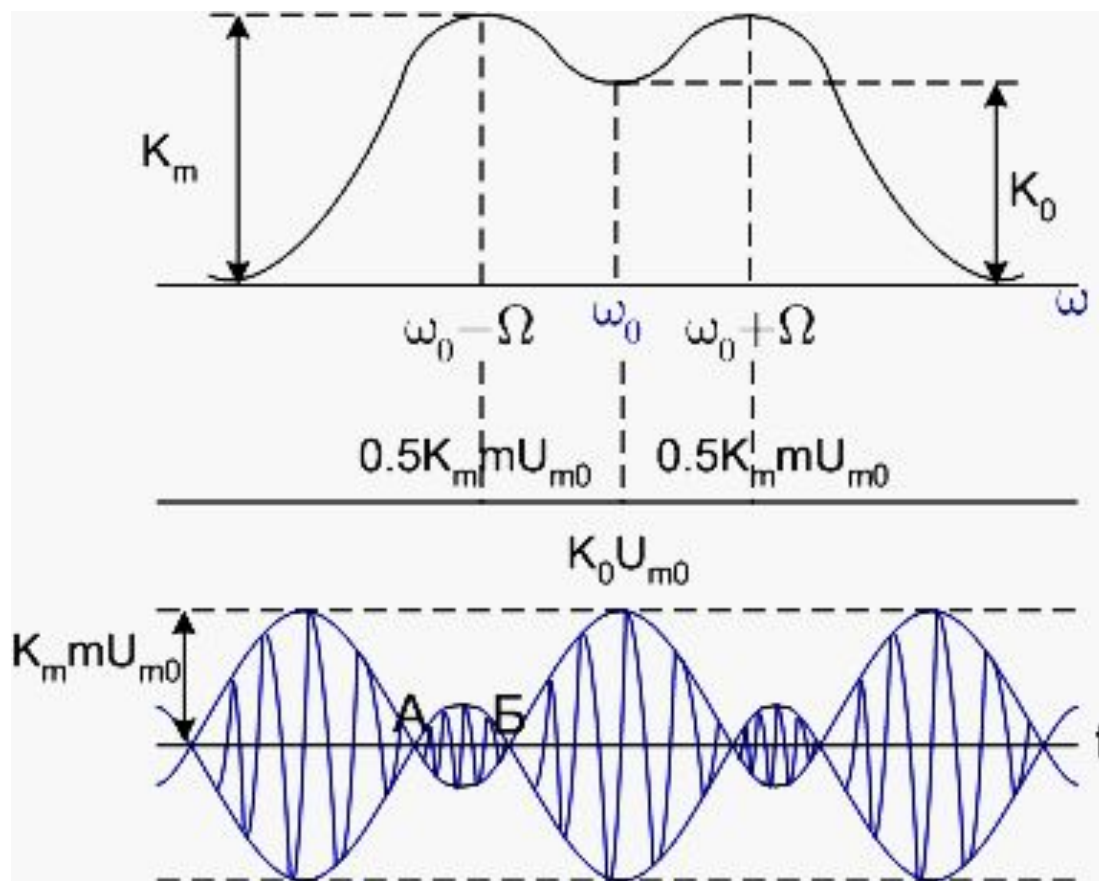


рис.6.3

Если сумма боковых колебаний

$$U_{\text{вых}} \cdot U_{m0} U = \dots \cdot m_0 \cdot \sin \gamma(\Omega)$$

при $m \approx 1$ и $\gamma(\Omega) > 1$ превышают амплитуду несущего колебания U_{m0} вых, то огибающая дважды проходит через нуль за период модуляции (точки А и Б рис.6.3).

В этих точках происходит перемещение фазы ВЧ колебания на 180° . На выходе детектора будут нелинейные искажения огибающей низкочастотного сигнала относительно входного сигнала.

Искажения АМС возможны при неточной настройке тракта рис.6.4

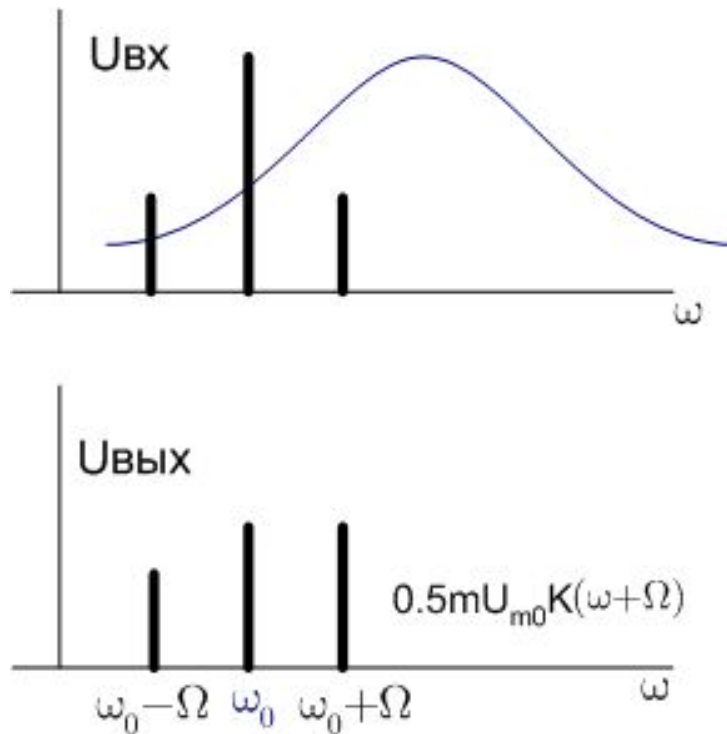


рис.6.4

В спектре выходного напряжения амплитуды боковых становятся разными и фазовые сдвиги боковых колебаний относительно несущего колебания оказываются разными.

Допустим, что в следствии неточной настройки боковое колебание оказалось за пределами резонансной системы. В этом случае суммарное колебание определяется двумя составляющими с частотами ω_0 и $\omega_0 + \Omega$. Эти колебания на детекторе образуют биения с частотой, равной разности частот Ω , но закон изменения амплитуды оказывается несинусоидальным, т.к. два колебания разной частоты складываются геометрически.

Пусть амплитуда несущего колебания на выходе тракта $U_{m1} = K(\omega_0) \cdot U_{m0}$

а амплитуда верхнего бокового колебания $U_{m2} = K(\omega_0 + \Omega) \cdot m \cdot \frac{U_{m0}}{2}$

тогда амплитуда суммарного колебания:

$$U_{m\Sigma} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1} \cdot U_{m2} \cdot \cos \Omega t}$$

Обычно $U_{m1} \geq U_{m2}$ поэтому выносим за знак корня U_{m1} для получения

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \sqrt{1 + \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2} + 2 \cdot \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cdot \cos \Omega t}$$

Получается быстро сходящийся ряд функции типа $\sqrt{1+x}$

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2} + \frac{1}{2} \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cdot \cos \Omega t + \left[\frac{1}{2} / 2! \left[\left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}} \right)^2 + 2 \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cdot \cos \Omega t \right]^2 + \dots \right]$$

Из соотношения следует, что в выходном колебании помимо составляющей с частотой Ω имеются и составляющие с частотой 2Ω . При детектировании такого колебания линейным амплитудным детектором на выходе последнего появляются нелинейные искажения, которые оцениваются коэффициентом гармоник:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{m2\Omega}^2 + U_{m3\Omega}^2 + \dots}}{U_{m\Omega}} \approx \frac{1}{4} \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$$

Особенно сильно проявляются нелинейные искажения в результате детектирования, если приемник имеет характеристику тракта, близкую к прямоугольной. В указанных приемниках при неточной настройке, превышающей половину полосы пропускания, создается условие, когда $\gamma(\omega_0 + \Omega) \gg \gamma(\omega_0)$ поэтому получаются большие нелинейные искажения. Эти искажения прослушиваются в виде шороха и скрежета, сопровождающих звуковое сообщение. Частотные искажения будут отсутствовать, когда АЧХ равномерная и ФЧХ – линейна в пределах ширины спектра сигнала с запасом на нестабильность частоты передатчика, приемника и доплеровский сдвиг частот при связи между подвижными объектами.

Нелинейные искажения АМС возникают из-за нелинейности вольт-амперных характеристик усилительных и преобразовательных приборов. Нелинейные искажения в тракте ВЧ проявляются в искажении огибающей за счет появления гармоник искомого сигнала, в перекрестной модуляции, появляющейся при одновременном действии слабого сигнала и сильной помехи, вторичной модуляции вызванной пульсациями источника питания

6.1.3. Взаимодействие АМ сигнала и помех при детектировании.

При воздействии на детектор двух напряжений – полезного сигнала

$$U_c = U_{mC} \sin(\omega_c t)$$

и помехи

$$U_{\Pi} = U_{m\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t)$$

на выходе детектора (диод – детектор, нелинейный элемент) получается напряжение биений с частотой Ω_{δ} . При условии $U_{\Pi} \ll U_c$, после выполнения преобразований, получается суммарное напряжение, равное:

$$U_{\Sigma} = U_{mC} + U_{m\Pi} \cdot \cos \Omega t + \frac{1}{4} \frac{U_{mC}^2}{U_{\Pi}} + \dots$$

Вывод: Действие помехи вызывает на выходе детектора помимо полезного сигнала U_{mC} создание колебания $U_{m\Pi}$ с частотой $\Omega_{\delta} = \omega_c - \omega_{\Pi}$, проявляющегося в виде постоянного звукового тона на частоте приема сигнала и комбинированных составляющих сигнала и помехи. Напряжение на выходе детектора изменяется по несинусоидальному закону. Если частота биений лежит вне диапазона частот модуляции, то колебание $U_{\Pi} \cdot K_0 \cdot \cos \Omega t$ отфильтруется после детектора АЧХ усилителя низкой частоты УНЧ.

Влияние третьего слагаемого, связанного с появлением второй гармоники помехи, можно уменьшить за счет уменьшения амплитуды помехи, которое достигается улучшением избирательности контура, предшествующего детектору.

6.2. Приемник однополосных сигналов.

6.2.1 Преимущества однополосной связи.

При передаче сигнала низкой частоты с шириной спектра $F_{\min} \div F_{\max}$ методом амплитудной модуляции возникают боковые полосы относительно несущего колебания. Из-за этого ширина спектра АМ колебания равна удвоенной максимальной частоте модуляции. Абсолютная величина разности между боковым колебанием и несущей равна частоте модуляции, а уровень бокового колебания равен половине уровня модулирующего сигнала.

Система однополосной радиосвязи построена на приеме–передаче одной боковой полосы.

Преимуществом однополосной связи является:

- а) вдвое меньшая ширина спектра сигнала по сравнению с АМ;
- б) уплотнение каналов, т.е. увеличение числа станций в 2 раза;
- в) лучший энергетический режим передатчика, т.к. в однополосном сигнале нет излучения несущего колебания в отличие от АМ;
- г) лучшая помехоустойчивость в результате сужения полосы пропускания.

Существует два метода передачи однополосного сигнала: с полностью подавленным несущим колебанием или с существенным ослаблением несущего колебания (или пилот-сигналом).

В зависимости от метода передачи однополосного сигнала строится схема приемника. Обычно приемник с одной боковой (ОБ) выполняется по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты. При методе полного подавления несущей необходимо восстановить несущее колебание с помощью местного гетеродина.

При наличии пилот-сигнала необходимо восстановить несущее колебание до определенного уровня схемой узкополосного усилителя, включенного на выходе усилителя промежуточной частоты. Структурная схема приемника приведена на рис. 6.5.

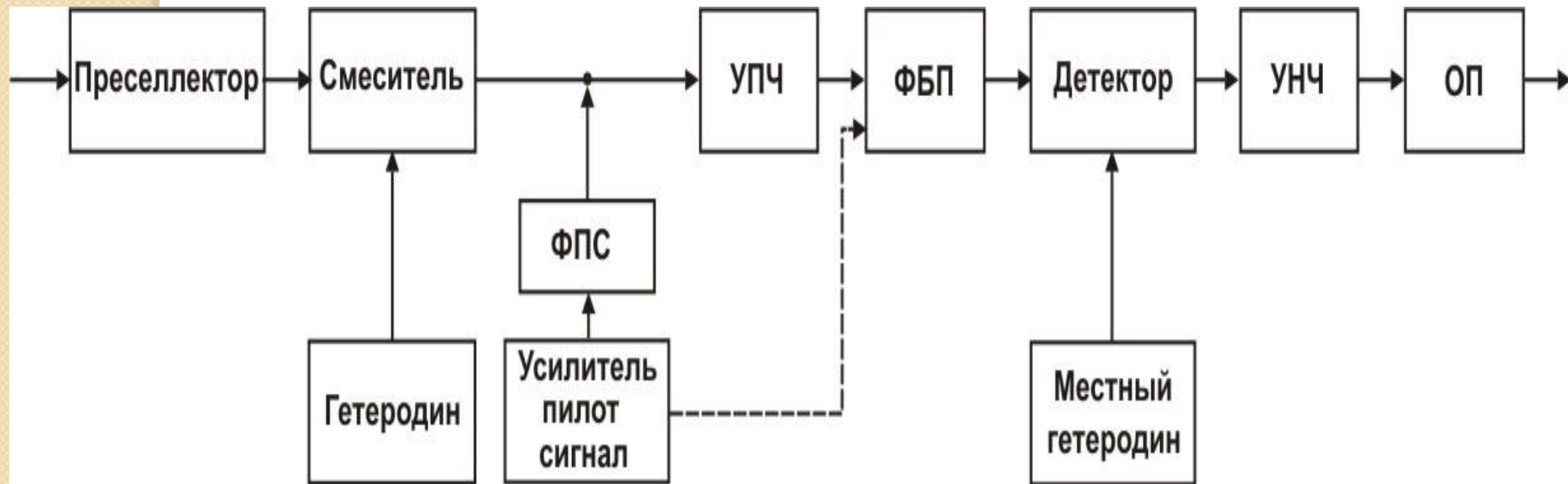


рис.6.5

6.2.2 Особенности детектирования однополосных сигналов.

Существует несколько способов детектирования однополосных сигналов:

1. Способ сложения двух колебаний разной частоты и выделения огибающей суммарного колебания (рис. 6.6.)



рис.6.6.

2. Способ умножения колебания одной боковой и колебания местного гетеродина с последующим выделением колебания низкой частоты с помощью фильтра НЧ (рис. 6.7.)

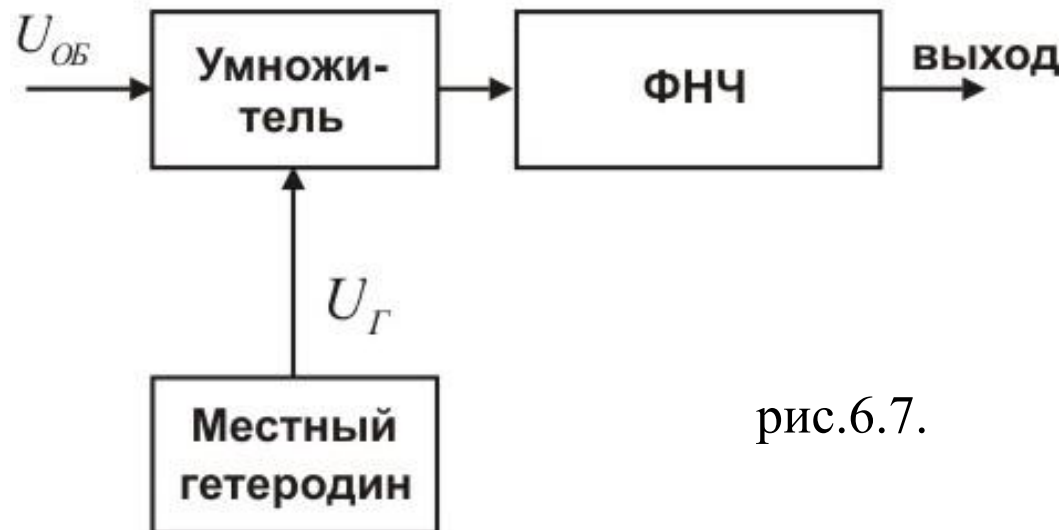


рис.6.7.

3. Способ преобразования частоты ОБ, т.е. перенос спектра ОБ в область низких частот с помощью местного гетеродина, имеющего частоту $f_{\Gamma} = f_{\text{н ОБ}}$ (рис. 6.8).

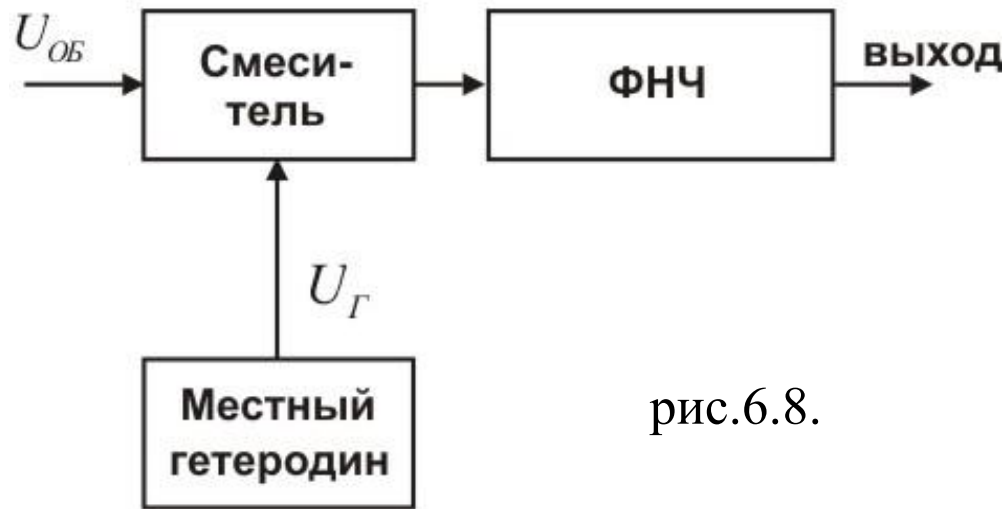


рис.6.8.

Имеются два колебания в виде:

$U_{\delta} = U_{m\delta} \cos(\omega_0 + \Omega)t$ – напряжение однополосного сигнала, промодулированного частотой Ω .

$U_{\Gamma} = U_{m\Gamma} \cos \omega_0 t$ – напряжение местного гетеродина, у которого частота ω_0 совпадает с подавленной несущей.

Результирующее колебание на выходе детектора имеет вид:

$$U_{\Sigma}(t) = U_{m\delta} \cos(\omega_0 + \Omega)t + U_{m\Gamma} \cos \omega_0 t$$

Два колебания разной частоты складываются как:

$$U_{m\Sigma}(t) = \sqrt{U_{m\delta}^2 + U_{m\Gamma}^2 + 2U_{m\delta} \cdot U_{m\Gamma} \cdot \cos \Omega t},$$

где $U_{m\Sigma}(t)$ – амплитуда суммарного колебания.

Можно представить $U_{m\Sigma}(t)$, как

$$U_{m\Sigma}(t) = U_{m\Gamma} \sqrt{1 + \frac{U_{m\delta}^2}{U_{m\Gamma}^2} + 2 \frac{U_{m\delta}}{U_{m\Gamma}} \cos \Omega t}$$

Если $U_{m\delta} \ll U_{m\Gamma}$, то сумма двух последних слагаемых мала, и результирующее колебание представляется в виде степенного ряда

$$U_{m\Sigma}(t) = U_{m\Gamma} \sqrt{1 + x}, \quad \text{где} \quad x = \frac{U_{m\delta}^2}{U_{m\Gamma}^2} + 2 \frac{U_{m\delta}}{U_{m\Gamma}} \cos \Omega t$$

Степенной ряд имеет вид:

$$\sqrt{1 + x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{1}{2} x^2 + \dots$$

Выделяя все составляющие, имеющие сомножитель гармоники получим на выходе детектора напряжение вида:

$$U_{\text{вых}} = K_d \cdot U_{m\Sigma}, \quad \text{где } K_d - \text{коэффициент передачи детектора.}$$

$$U_{\text{вых}\Omega} = K_d \cdot U_{m\Gamma} \left[\frac{U_{m\delta}}{U_{m\Gamma}} \cos \Omega t - \frac{1}{2} \frac{U_{m\delta}^2}{U_{m\Gamma}^2} \cos^2 \Omega t \right],$$

где напряжение основной частоты Ω и второй гармоники равны:

$$U_{\Omega} = K_d \cdot U_{m\Gamma} \cdot \frac{U_{m\delta}}{U_{m\Gamma}} \cdot \cos \Omega t = K_d \cdot U_{m\Gamma} \cdot \cos \Omega t$$

$$U_{2\Omega} = K_d \cdot \frac{1}{4} U_{m\Gamma} \cdot \frac{U_{m\delta}^2}{U_{m\Gamma}^2} \cdot \cos 2\Omega t = \frac{1}{4} K_d \cdot \frac{U_{m\delta}^2}{U_{m\Gamma}} \cdot \cos 2\Omega t$$

Коэффициент гармоник выходного напряжения детектора

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{m2\Omega}}{U_{m\Omega}} = \frac{1}{4} \frac{U_{m\delta}}{U_{m\Gamma}} \cdot 100\%$$

Если $U_{m\delta} = U_{m\Gamma}$, то K_{Γ} составляет 25%.

Для уменьшения коэффициента гармоник необходимо, чтобы амплитуда местного гетеродина была бы в 10 раз больше амплитуды сигнала.

При использовании принципа преобразования частоты причиной появления гармоник выходного напряжения будет нелинейность амплитудной характеристики преобразователя, когда в качестве нелинейного элемента применяют преобразующий прибор с характеристикой, имеющей вторую производную крутизны преобразователя, отличную от нуля. Коэффициент гармоник для такой схемы равен:

$$K_{\Gamma} = \frac{1}{8} \frac{S''}{S} \cdot U_{m\Omega}^2$$

и зависит от амплитуды сигнала.

Схема детектора однополосных сигналов приведена на рис. 6.9.

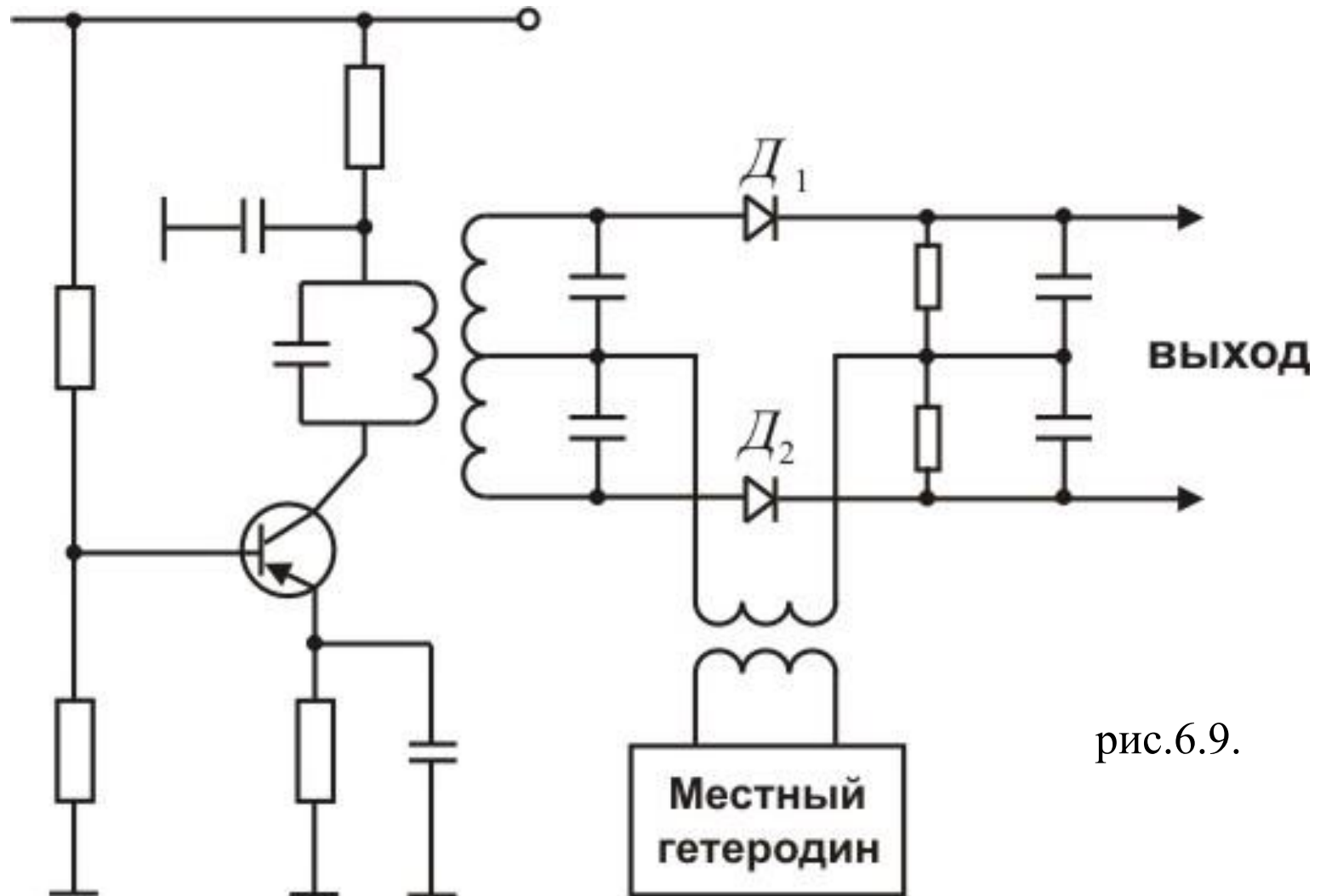


рис.6.9.

6.2.3 Искажения однополосных сигналов.

Кроме искажений, характерных для АМ сигналов, в приемнике однополосных сигналов возникают специфические искажения.

Первый вид искажений обусловлен недостаточным уровнем амплитуды местного гетеродина, который приводит к появлению гармоник частот модуляции, т.е. нелинейным искажениям.

Второй вид искажений связан с погрешностью в восстановлении частоты гетеродина. Эти искажения проявляются в том, что все составляющие спектра модулирующих частот F_1 , F_2 , F_3 и т.д. приобретают в результате детектирования одинаковые приращения, равные погрешности восстановления Δf_0 . На рис. 6.10 приведен один тон с его гармониками.

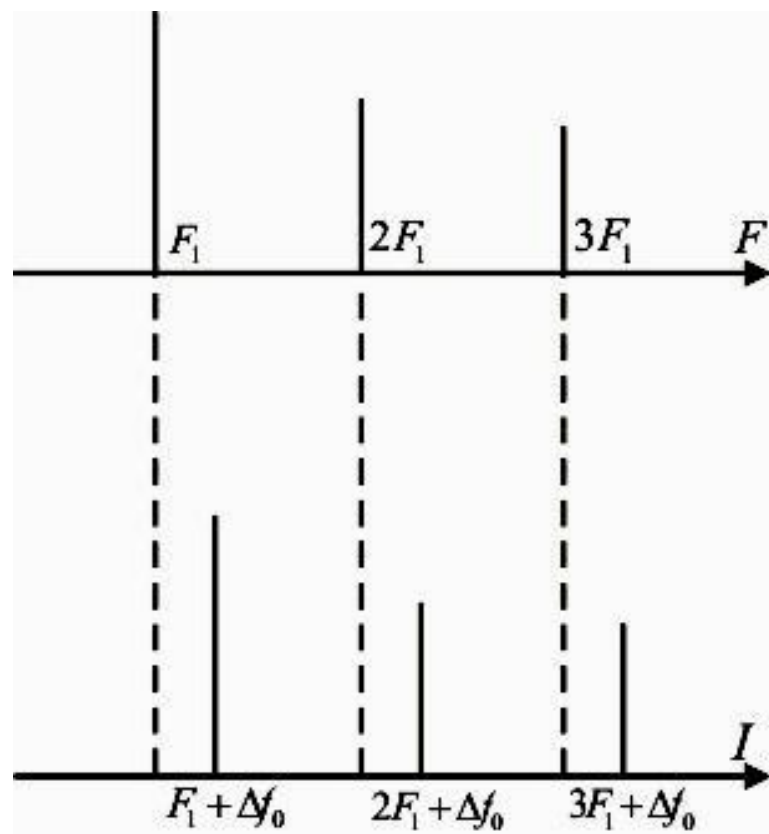


рис.6.10.

Среднее человеческое ухо не замечает различия, если Δf_0 порядка единиц герц.

Если на входе приемника действует однополосный сигнал и сигнал помехи, то результирующий сигнал представлен в виде:

$$U_{\Sigma} = U_{\delta} \cos(\omega_0 + \Omega_1)t + U_m \cos(\omega_0 + \Omega_2)t$$

Ввиду нелинейности усилительных приборов в полосе пропускания приемника появляются составляющие новых частот, характеризующих эффект взаимной модуляции. К этим искажениям слух человека особенно восприимчив. Можно показать, что в спектре выходного сигнала помимо составляющих Ω_1 и Ω_2 появляются составляющие $2\Omega_1 - \Omega_2$ и $2\Omega_2 - \Omega_1$ (рис. 6.11).

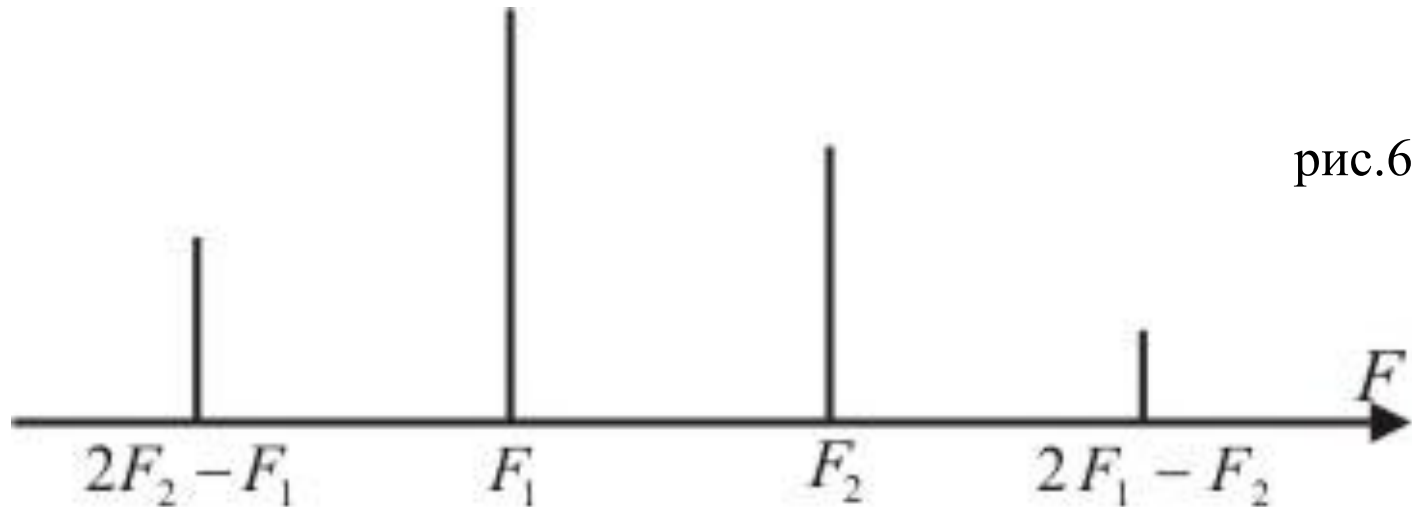


рис.6.11.

Уменьшить эти составляющие можно, применяя усилительные приборы с меньшей нелинейностью и работая с малыми амплитудами сигналов.

6.3. Приемники частотно-модулированных сигналов.

6.3.1 Особенности приемников с ЧМС.

Применение частотной модуляции улучшает энергетический показатель по сравнению с амплитудной модуляцией. Приемники с ЧМС работают в диапазоне метровых волн (4 м. и меньше).

Из теории «Радиотехнические цепи и сигналы» известно, что при модуляции одним тоном частотно-модулированного колебания формула ЧМС записывается в виде:

$$U_c = U_{m0} \sin(\omega_0 t + M_f \cdot \sin \Omega t)$$

где $M_f = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega}$ - индекс модуляции;

$\Delta\omega_{\max}$ - девиация частоты;

Ω - частота модуляции.

Напряжение U_c можно записать в другом виде:

$$U_c = U_{m0} \sin(\omega_0 t) \cdot \cos(M_f \cdot \sin \Omega t) + U_{m0} \cos(\omega_0 t) \cdot \sin(M_f \cdot \sin \Omega t)$$

В случае узкополосного сигнала, где $M_f \ll 1$,

$$\cos(M_f \cdot \sin \Omega t) \approx 1 \quad \sin(M_f \cdot \sin \Omega t) \approx M_f \cdot \sin \Omega t$$

$$U_c = U_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{1}{2} M_f \cdot U_{m0} \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{1}{2} M_f \cdot U_{m0} \sin(\omega_0 - \Omega)t$$

Спектр узкополосного ЧМ имеет три составляющие, как и АМ-сигнал.

При большом индексе модуляции ($M_f > 1$) спектр ЧМ имеет бесконечное число дискретных составляющих с частотами $\omega_0 \pm n\Omega$, где n – номер гармоники, а величина этих составляющих будет определяться значениями функций Бесселя первого рода n -го порядка $J_n(M_f)$.

Структурная схема ЧМ-приемника приведена на **рис 6.12**.



рис.6.12.

ЧМ приемник строится по супергетеродинной схеме. Тракт ВЧ имеет те же блоки, что и приемник АМ.

Применение ограничителя амплитуды на входе частотного детектора вызвано особенностью ЧМ-сигнала, у которого амплитуда сигнала $U_c(t)$ остается постоянной, а информация заложена в изменении частоты. Схема амплитудного ограничителя приведена на **рис. 6.13**. Ограничитель входит в контур УПЧ.

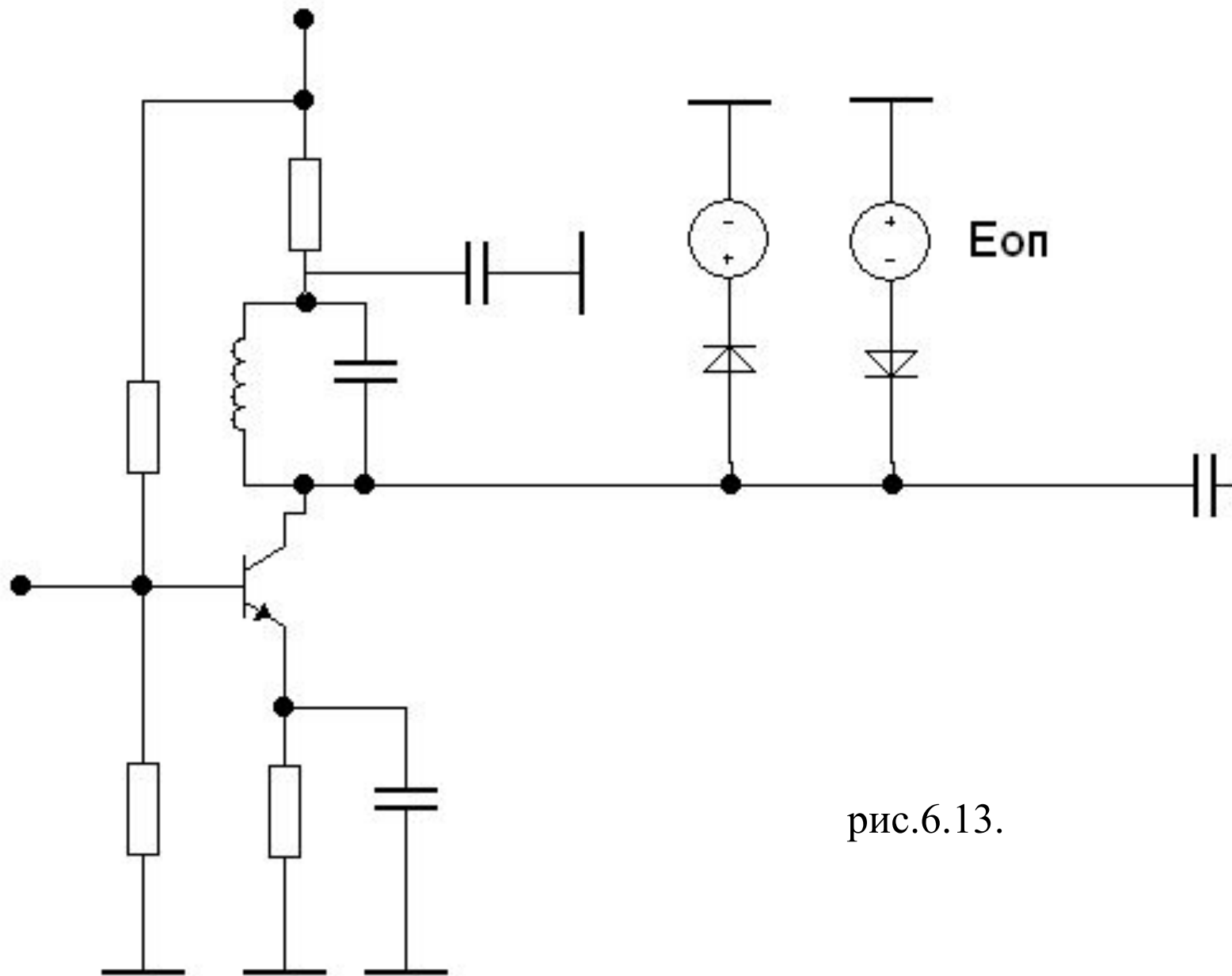


рис.6.13.

Если амплитуда сигнала превышает $E_{оп}$, то диоды отпираются, образуя делитель напряжения величина выходного сигнала падает. В приведенной схеме ограничение двустороннее. Ограничитель позволяет избавиться от паразитной амплитудной модуляции.

Совместить схему ограничителя и частотного детектора позволяет схема дробного детектора (детектора отношений) **рис.6.14**.

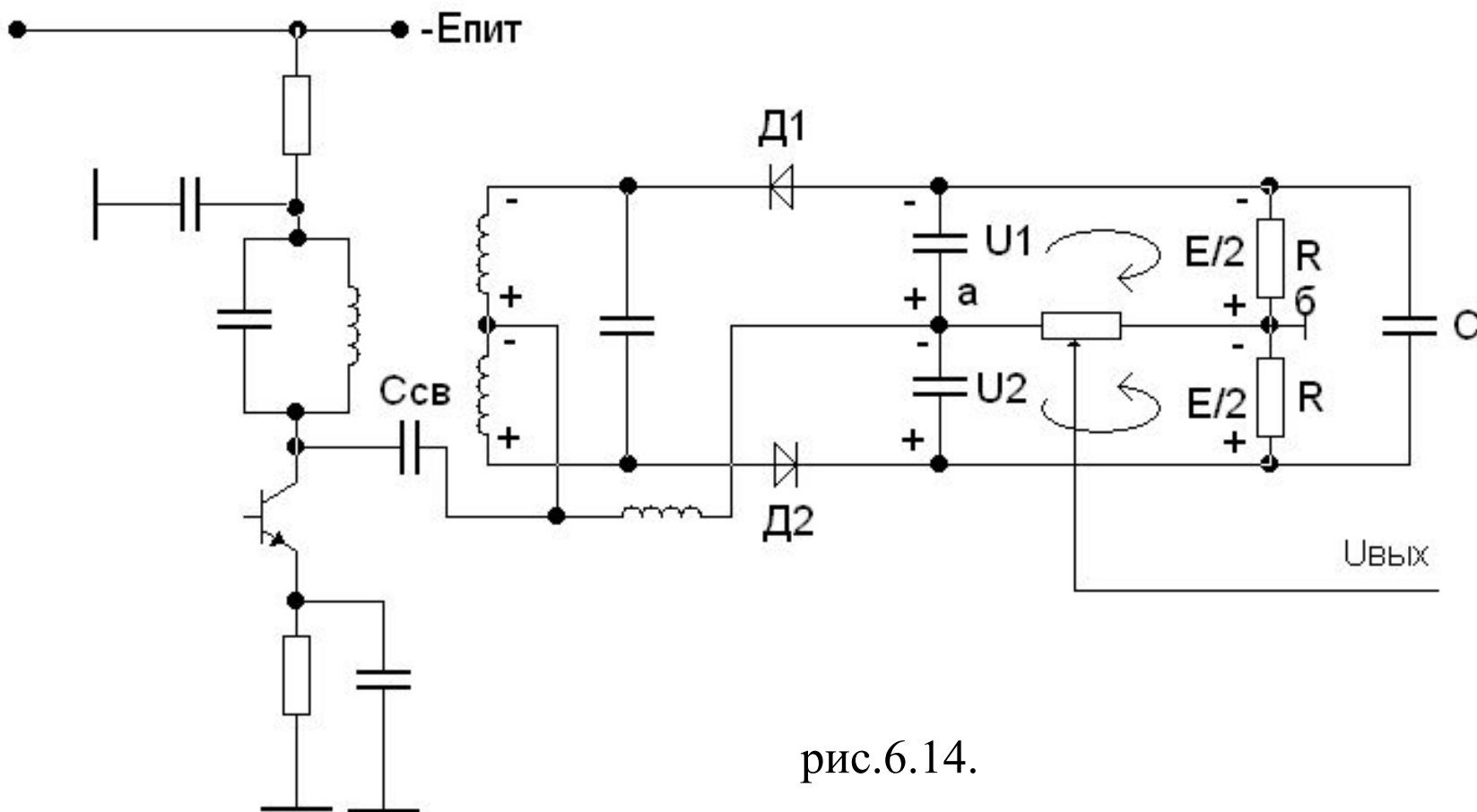


рис.6.14.

Диоды включены последовательно, контуры настроены на одну частоту. Напряжение на диодах равно геометрической сумме напряжений первого контура и наведенного напряжения второго контура.

В точках **аб** от тока диодов D_1 и D_2 создается напряжение:

$$\begin{cases} U_{аб} = U_1 - \frac{E}{2} \\ U_{аб} = -U_2 + \frac{E}{2} \end{cases}$$

Сложим два уравнения:

$$2U_{аб} = U_1 - U_2$$

или
$$U_{аб} = \frac{U_1 - U_2}{2} \cdot \frac{E}{U_1 + U_2} = \frac{E}{2} \cdot \frac{U_1 - U_2}{U_1 + U_2} = \frac{E}{2} \cdot \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{1 + \frac{U_2}{U_1}}$$

где $E = U_1 + U_2$

Выходное напряжение зависит от отношения $\frac{U_2}{U_1}$ и при наличии паразитной амплитудной модуляции отношение остается постоянным.

6.3.2 Прохождение ЧМС через ВЧ тракт приемника.

ЧМ-сигнал при прохождении через ВЧ тракт приемника будет претерпевать частотные (линейные) и нелинейные искажения. При прохождении узкополосного ЧМ-сигнала через избирательную систему будет наблюдаться изменение глубины модуляции $M(f)$ из-за неидеальности АЧХ и ФЧХ избирательной системы и выходной напряжение будет иметь вид:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{мВЫХ}}(t) \sin \left[\omega_0 t + M_f(t) \right]$$

где $U_{\text{мВЫХ}}(t)$ и $M_f(t)$ несинусоидальные функции времени с периодом

модуляции $T = \frac{2\pi}{\Omega}$

Продифференцируем фазу выходного напряжения, тогда получим мгновенное значение частоты

$$\omega_{\text{ВЫХ}} = \frac{\partial \sin \left[\omega_0 t + M_f(t) \right]}{\partial t} = \omega_0 + \frac{\partial M_f(t)}{\partial t}$$

отличное от входного сигнала вида: $\omega_{\text{ВХ}} = \omega_0 + M_f \cdot \cos \Omega t$

Искажения, вносимые трактом высокой частоты являются частотными. Но детектор преобразует эти искажения в нелинейные, то есть на выходе детектора появляются гармоники частоты модуляции.

6.3.3 Действие сигнала и гармонической помехи при приеме ЧМС.

Пусть помеха попала в полосу пропускания ЧМ-приемника. Последний сигнал имеет частоту ω_c (не модулирован), а гармоническая помеха имеет частоту ω_{Π} . Результирующее колебание, полученное от сложения двух векторов U_{mc} и $U_{m\Pi}$, представленного на **рис.6.15**, имеет следующее значение:

$$U_{\Sigma} t = U_{mc} \cos \omega_{mc} t = U_{mc} \cos \omega_{\Pi} t + U_c \cos \omega_{\Pi} t + (\omega_{\Pi} - \omega_c) t \quad]$$

$(\omega_{\Pi} - \omega_c) t = \varphi(t)$ - фазовый сдвиг помехи относительно сигнала.

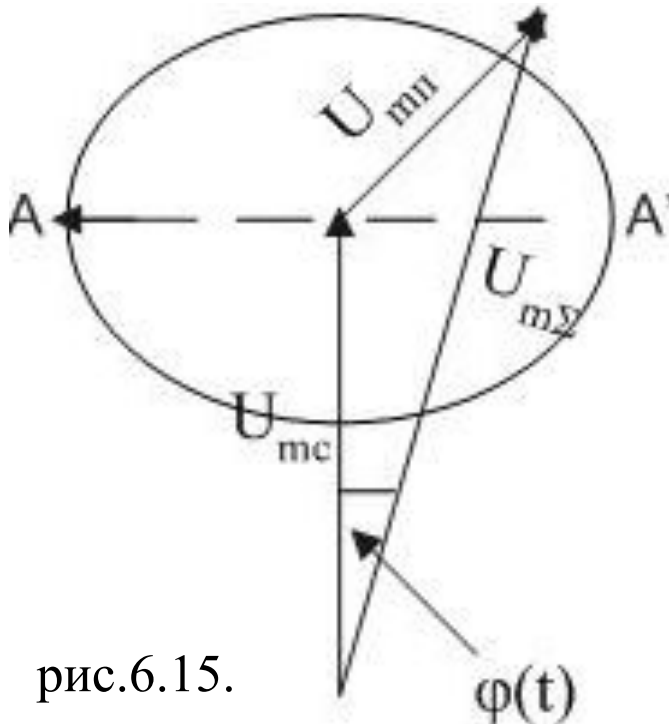


рис.6.15.

Вывод: Помеха вызывает паразитную фазовую модуляцию

Суммарное колебание приобретает переменное фазовое отклонение φ , зависящее от положения векторов напряжения сигнала и помехи. Вектор помехи изменяет свое положение в зависимости от частоты биений

$$\Omega = \omega_{\Pi} - \omega_c$$

Наибольший фазовый сдвиг соответствует положению векторов в точках А и А'.

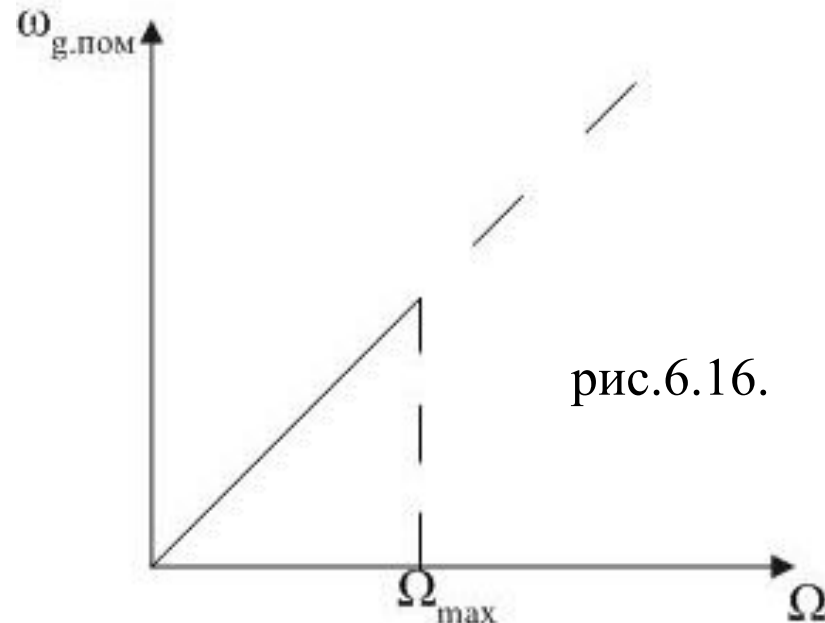
При этом $\varphi = \varphi_{\max}$ и $\operatorname{tg}(\varphi_{\max}) \approx \varphi_{\max} = \frac{U_m \sin(\omega_{\Pi} - \omega_c)t}{U_{mc}}$ если $U_m \ll U_{mc}$

Определим изменение частоты помехи, вызванное изменением фазового угла $\varphi(t)$.

$$\Delta\omega_{\text{помехи}} = \frac{\partial\varphi_{\max}}{\partial t} = \frac{U_m}{U_{mc}} \cdot (\omega_{\Pi} - \omega_c) \cdot \cos(\omega_{\Pi} - \omega_c)t$$

где $\Delta\omega_{\Pi\max} = \frac{U_m}{U_{mc}} \cdot (\omega_{\Pi} - \omega_c)$ - называется паразитной девиацией частоты

Паразитная девиация частоты на выходе частотного детектора вызывает напряжение помехи, величина этого напряжения и частота помехи зависит от расстройки $\Omega = \omega_{\Pi} - \omega_c$. Минимальная величина напряжения помехи получается, если $\omega_{\Pi} = \omega_c$. Наибольшая величина ограничена полосой пропускания УНЧ и равна $\Omega_{\max}$. При достижении этого значения становится равным нулю. Зависимость девиации помехи от частоты биений приведена на **рис.6.16**.



Определим помехозащищенность ЧМ-приемника

$$\Pi = \frac{\left(\frac{C}{P}\right)_{\text{ВЫХ}}}{\left(\frac{C}{P}\right)_{\text{ВХ}}}$$

Можно доказать, что помехозащищенность Π равна:

$$\Pi = \left(\frac{\Delta\omega_m}{\Omega}\right) \cdot \left(1 - \frac{U_m^2}{U_{\text{м}}^2}\right)$$

$\Delta\omega_m$ - частотное отклонение полезного сигнала;

Ω - частота биений $\Omega = \omega_{\text{П}} - \omega_{\text{С}}$;

$U_{\text{мП}}$ и $U_{\text{мС}}$ - амплитуды помехи и сигнала на входе детектора.

Помехозащищенность зависит от отношения амплитуд сигнала и помехи и частоты биений Ω и отклонения частоты $\Delta\omega_m$.

При равенстве $U_{\text{мП}} = U_{\text{мС}}$ помехозащищенность равна 0.

Детектор ЧМС имеет резко выраженный порог.

Наибольший выигрыш получается при $\Omega = 0$.

На **рис.6.17** приведены зависимости значений помехозащищенности от уровней амплитуд полезного сигнала и помехи от индекса модуляции

$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$$

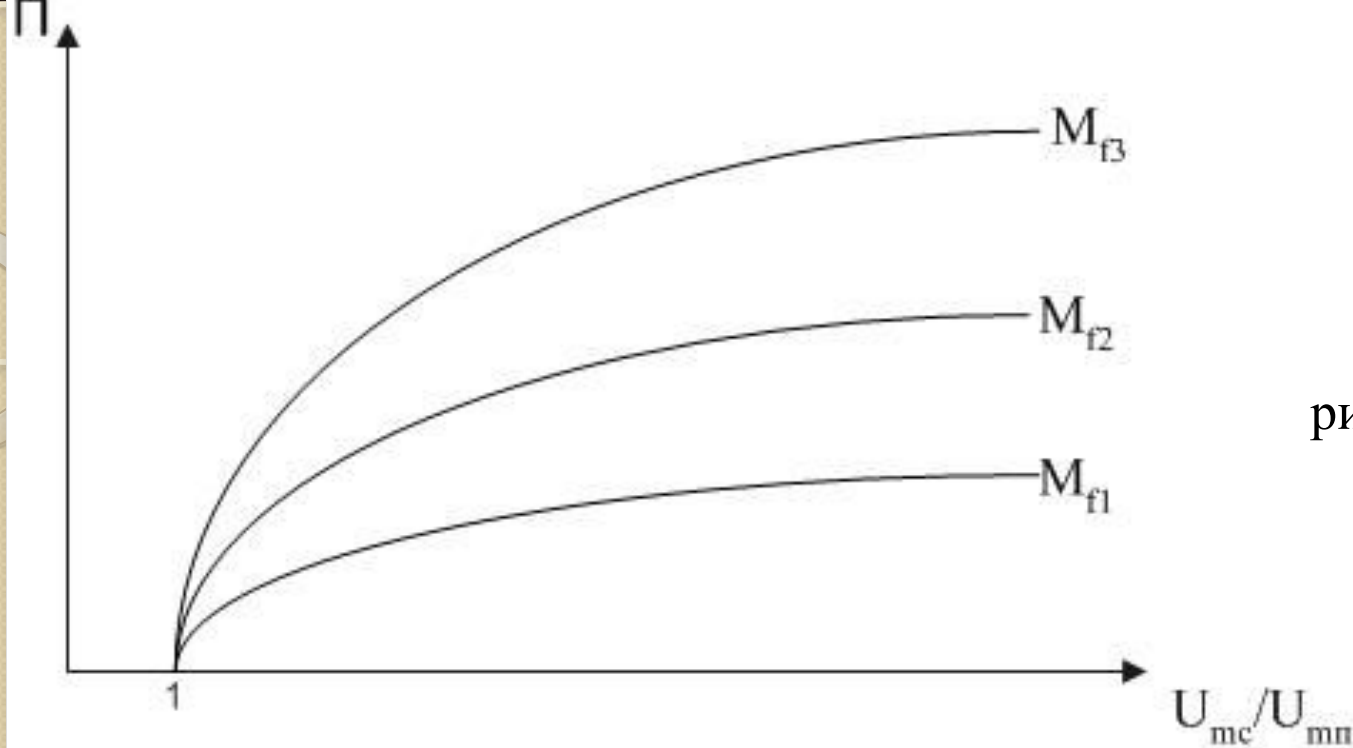


рис.6.17.

а) Помехозащищенность возрастает с увеличением амплитуды сигнала на входе, если сигнал выше порогового значения.

б) Помехозащищенность возрастает с увеличением индекса модуляции. Но большой M_f требует широкой полосы пропускания тракта высокой частоты для большего отклонения $\Delta\omega_m$ или сужения полосы пропускания УНЧ. Но увеличение полосы пропускания тракта УВЧ приводит к увеличению напряжения флюктуационных шумов на входе детектора.

Для улучшения помехозащищенности ЧМ приемников применяют предискажение спектра модулирующего колебания для уменьшения эффективной полосы пропускания низкочастотного тракта без искажений приема сообщений. Для этого между микрофоном и частотным модулятором передатчика включают устройство, обеспечивающего рост частотного отклонения $\Delta\omega_m$ с увеличением частоты модуляции:

$$\Delta\omega_m = \Delta\omega_0 \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$$

где $\Delta\omega_0$ - частотное отклонение на низких частотах модуляции **рис.6.18.**

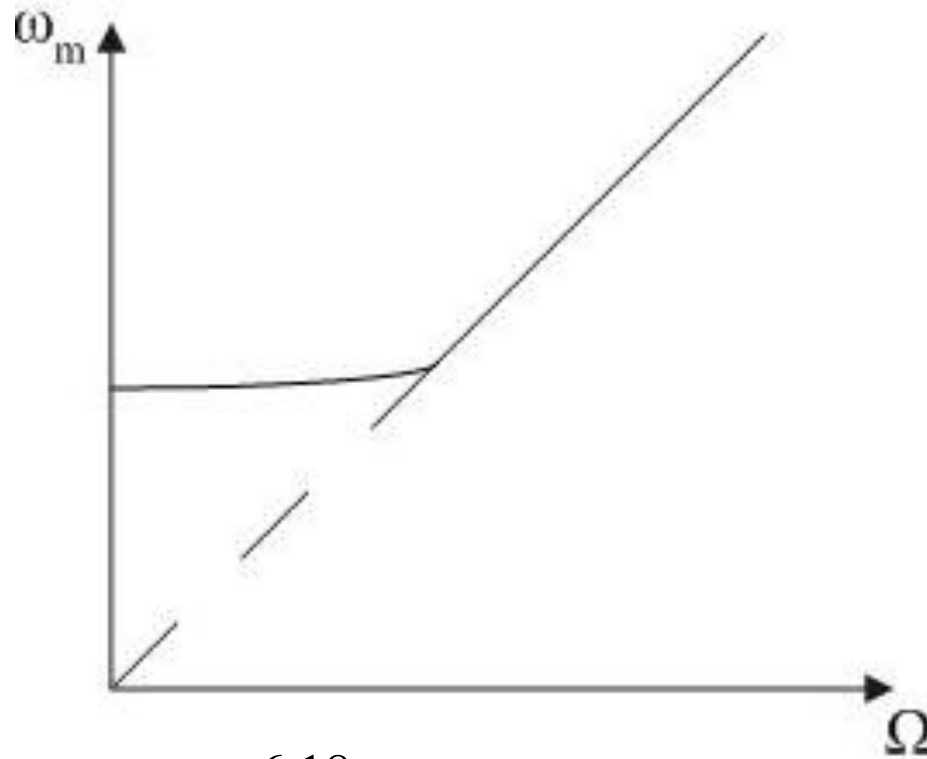


рис.6.18.

В приемнике для коррекции предискажений между детектором ЧМС и УНЧ включают электрическую цепь с характеристикой коэффициента передачи, изменяющегося по обратному закону, чтобы скомпенсировать введенные искажения:

$$K(-\Omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}$$

Такой цепью служит интегрирующее RC-звено с постоянной времени $\tau=50$ мкс. Включение интегрирующей цепи RC уменьшает эффективную полосу пропускания тракта УНЧ, поэтому уменьшается **рис.6.19**.

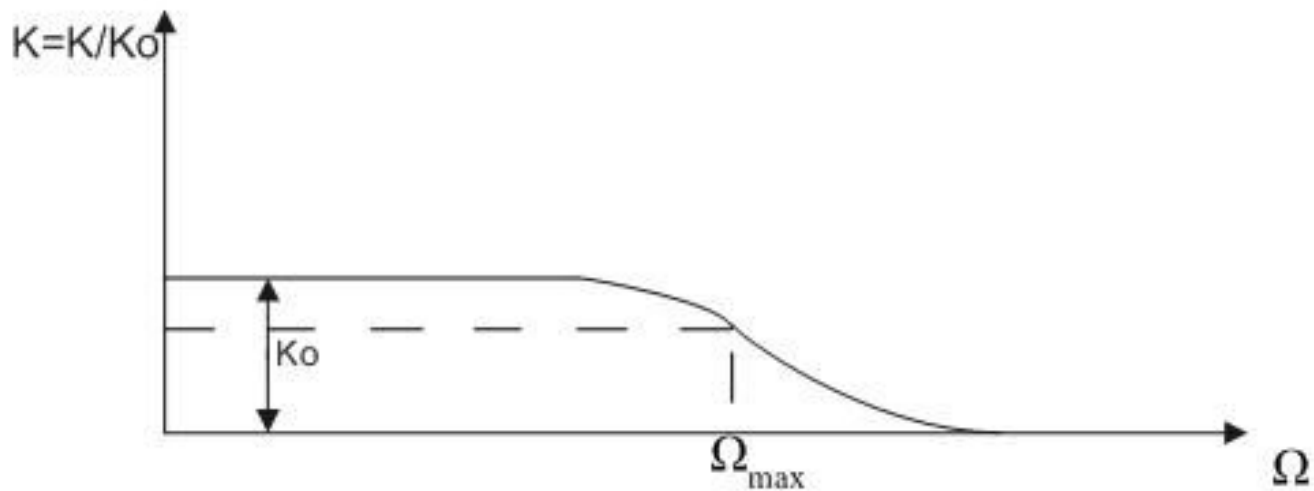
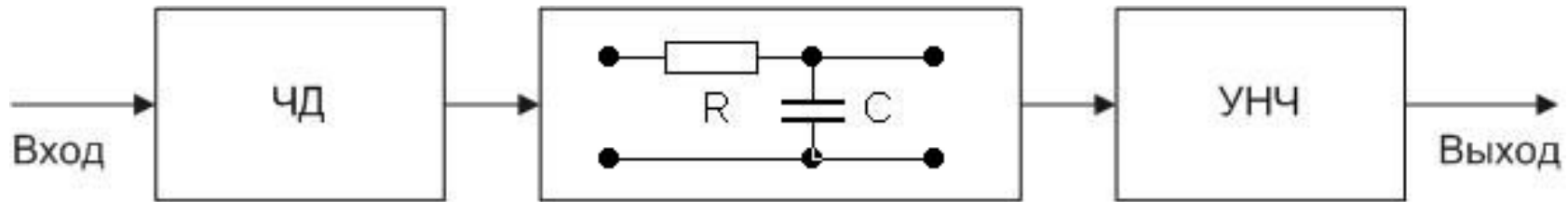


рис.6.19.

Можно применить схему, позволяющую работать с большим частотным отклонением $\Delta\omega_m$, но с узкой полосой пропускания УПЧ. Такая схема называется УПЧ со следящим фильтром, настроенным на промежуточную частоту **рис.6.20**.

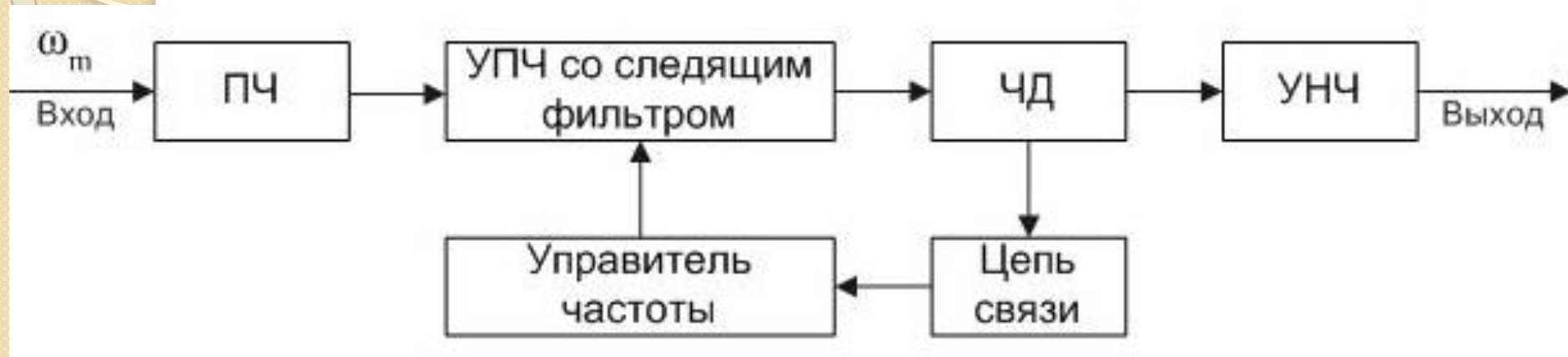


рис.6.20.

При изменении частоты на входе преобразователя изменяется преобразованная частота. На выходе ЧД появится управляющее напряжение. Это напряжение изменит частоту настройки фильтра УПЧ так, чтобы его настройка совпала с преобразованной частотой входного сигнала. При этом полоса пропускания следящего фильтра меньше частотного отклонения входного сигнала. В узкой полосе напряжение помехи уменьшается, за счет чего и происходит выигрыш в помехозащищенности П.

6.4. Приемники стереофонического вещания

Приёмники стереофонического звучания в отличие от монофонических приёмников создают эффект пространственного звучания, когда источники звука разнесены в пространстве, например, в концертном зале скрипки расположены в левой части сцены, а басовые инструменты справа. В этом случае число микрофонов увеличивается. В передающей части системы на расстоянии 1,5-2 метра друг от друга устанавливают два микрофона, одинаковых по чувствительности и характеристикам направленности. Система стереовещания является двухканальной, но совмещённой с монофоническим вещанием. Существует несколько систем стереовещания. Чаще всего применяют систему с полярной модуляцией

Имеется два канала А и В со своей информацией. Сигналы обоих каналов передаются на поднесущей частоте 31,25 кГц (38) так, что положительные полупериоды этого колебания модулируются сигналом канала А, а отрицательные – сигналом канала В рисунок 8.1 а:

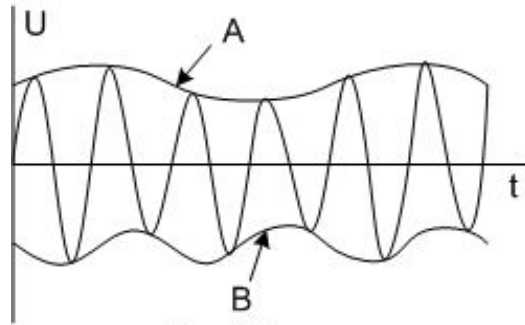


Рис 8.1 а

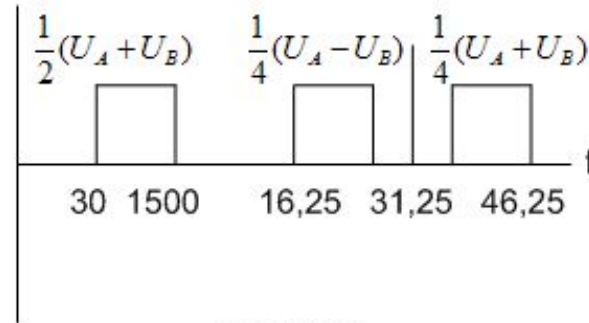


Рис 8.2 б

В спектре этого колебания рисунок 8.1 б содержится тональные (низкочастотные) составляющие, являющиеся суммой спектра этих сигналов, и надтональные (высокочастотные) составляющие, которые представляют спектр радиосигналов А и В, состоящий из поднесущей 31,35 кГц и боковых полос. Этот сложный сигнал называется комплексным стереосигналом.

Суммарное колебание стереопары $U_c = (U_A + U_B)$ содержит составляющие в диапазоне частот 30-15000 Гц, разностное колебание

$$U_p = \frac{(U_A - U_B)}{2}$$

перенесено на поднесущее колебание. Надтональное колебание стереопары U_p содержит составляющие в диапазоне 16250-46250 Гц.

Для совмещения с монозвучанием поднесущая частично подавлена на 14 дБ.

Таким образом, спектр комплексного стереосигнала занимает полосу частот от 30 до 46,25 кГц, т.е. примерно в 3 раза шире спектра звуковых частот при монофонической передаче. Стереопередача ведётся на УКВ с применением частотной модуляции. Полоса пропускания УПЧ приёмника стереовещания отличается от полосы пропускания с монозвучанием. Стандартное максимальное частотное отклонение $\Delta f_{\max}=50$ кГц в модуляторе передатчика, поэтому ширина спектра ЧМС:

$$P_c = 2\Delta f_{\max} + 2F_{\max}$$

где $F_{\max}=46,25$ кГц, т.е. $P_{c.\text{ксс}}=192$ кГц, в то время как полоса при монозвучании $P_c=130$ кГц.

Приёмники со стереозвучанием строятся по супергетеродинной схеме и до тракта низкой частоты не отличаются от приёмников с частотной модуляцией. На выходе частотного детектора получается комплексный стереосигнал КСС. Разделение КСС на сигналы А и В выполняет стереодекодер. Усиление сигналов А и В осуществляется усилителями каждого из каналов УНЧ_А и УНЧ_В. Нагрузкой УНЧ являются громкоговорители, которые располагаются так, чтобы создать эффект пространственного звучания. Структурная схема декодера приведена на рисунке 8.2

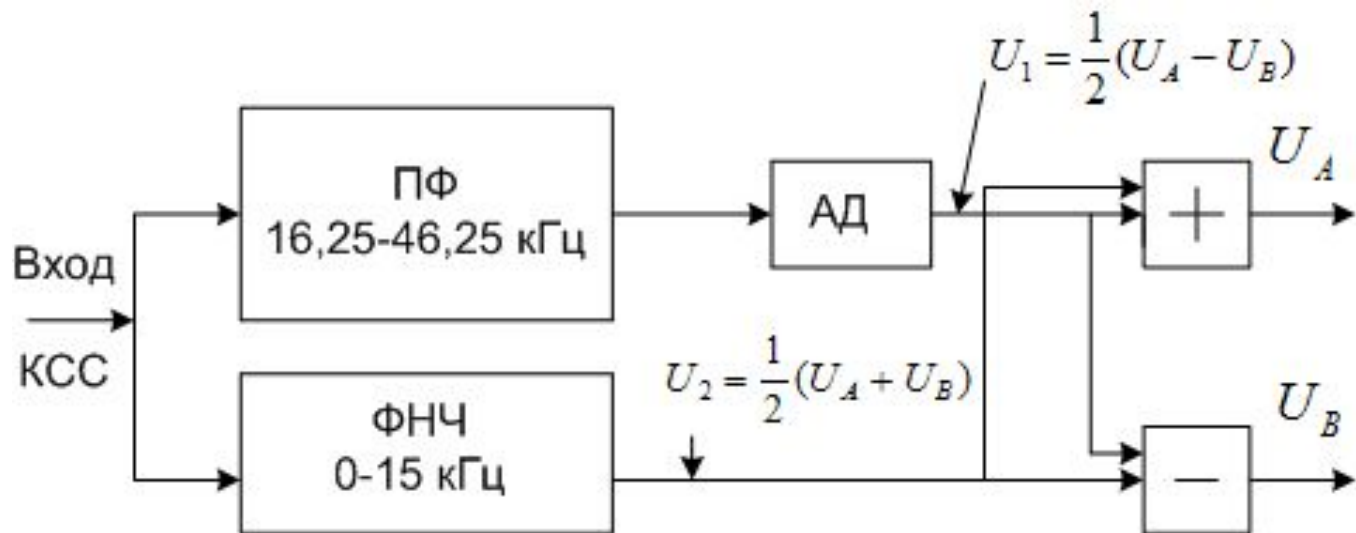


Рис 8.2

Полосовой фильтр с центральной частотой $f_0=31,25$ кГц и полосой пропускания 30 кГц выделяет амплитудно-модулированное колебание с симметричным спектром. АМ детектор выделяет разностное колебание стереопары

$$U_1 = \frac{1}{2}(U_A - U_B)$$

Фильтр низкой частоты ФНЧ выделяет спектр суммарного колебания стереопары

$$U_2 = \frac{1}{2}(U_A + U_B)$$

Схемы сложения и вычитания позволяют получить сигналы канала А и канала В.

6.5. Приемники телевизионных сигналов

Телевизионные приёмники принимают сигналы изображения и звукового сопровождения. Изображение бывает чёрно-белым и цветным. Телевизионные приёмники различаются размерами экрана, электрическими характеристиками, уровнем автоматизации выбора оптимального режима тракта, бывают стационарными или переносными. Телевизионные приёмники многоканальные. В метровом диапазоне 20 каналов, в дециметровом 19 каналов. Для каждого канала выделена полоса 8 МГц. Для спутникового телевидения выделено в сантиметровом диапазоне 40 каналов с полосой каждого канала 19,18 МГц. Несущие частоты каждого канала фиксированные.

В метровом и дециметровом диапазоне изображение передаётся с помощью амплитудной модуляцией с частично подавленной нижней боковой полосой. Звуковое сопровождение передаётся методом частотной модуляции со стандартным максимальным частотным отклонением $\Delta f_{\max} = 50$ кГц, используя стандартное предискажение сигнала.

В сантиметровом диапазоне изображение передаётся методом частотной модуляции. При приёме таких сигналов используют преобразование ЧМ в АМ на несущую частоту одного из каналов метрового диапазона.

Телевизор строится по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты в диапазоне метровых волн, и двукратным преобразованием в диапазоне дециметровых и сантиметровых волн. Тракт звукового сопровождения выполняется с двукратным и трёхкратным преобразованием соответственно. Телевизионный сигнал представлен на рисунке 8.3:

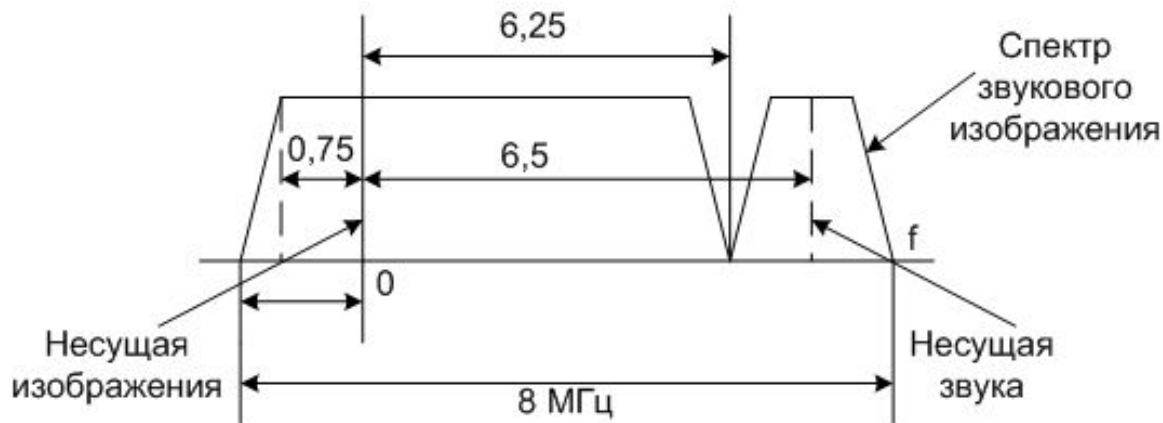


Рис 8.3

Передаче сигнала изображения при частичном подавлении нижней боковой полосы. Сужение спектра сигнала вызвано требованием уменьшения эффективной полосы пропускания приёмника до детектора при сохранении необходимой чёткости изображения. Структурная схема телевизионного приёмника представлена на рисунке 8.4.

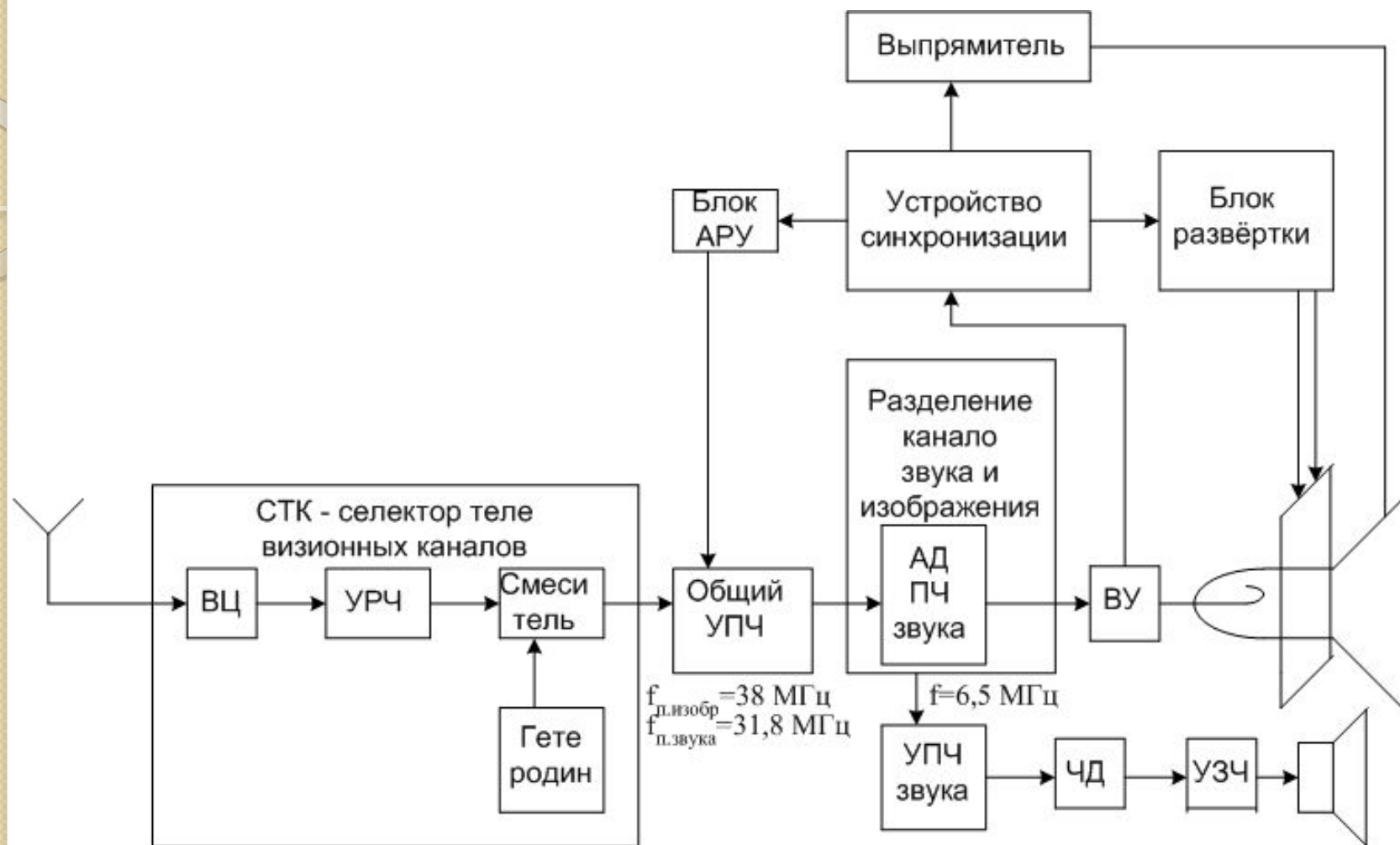


Рис 8.4

Сигнал с антенны поступает на селектор телевизионных каналов (СТК), с помощью которого выбирается желаемый телевизионный канал. На выходе СТК получается сигнал с антенны поступает на селектор телевизионных каналов (СТК), с помощью которого выбирается желаемый телевизионный канал. На выходе СТК получается сигнал изображение с несущей частотой 38 МГц и сигнал звукового сопровождения с несущей частотой 31,8 МГц. Смесь этих сигналов усиливается общим УПЧ с полосой пропускания 8 МГц. С выхода УПЧ оба сигнала поступают на блок разделения каналов, в состав которого входят полосовой фильтр со средней частотой по звуку 31,8 МГц с полосой 130 кГц и полосовой фильтр с частотой 38 МГц с несимметричной полосой для прохождения сигнала изображения. Сигнал звука поступает на преобразователь частоты звука с переносом спектра сигнала звука на $f_{п.звук}=6,5$ МГц. Сигнал изображения поступает на амплитудный детектор, выделяющий огибающую, в которой заложена информация изображения. В каждом из каналов напряжение сигналов усиливается: сигнал изображения видеоусилителем, сигнал звукового изображения УПЧ звука. ЧМС звука подаётся на частотный детектор и усилитель звуковой частоты УЗЧ и далее на громкоговоритель.



Чтобы получить изображение на кинескопе, необходимо сформировать растр (или поле изображения), для этого развёртывающий луч равномерно перемещается по строкам и кадрам. При наличии передаваемого изображения изменяется интенсивность электронного луча кинескопа, приводя к изменению яркости элемента изображения. Интенсивностью электронного луча управляет напряжение с выхода видеоусилителя. Формирование растра на экране кинескопа обеспечивается блоком развёртки, управляемой схемой синхронизации. Схема синхронизации выделяет импульсы синхронизации строк и кадров.

Чтобы каналы звука и изображения не влияли друг на друга (переходные помехи) изображение и звук идут с разным видом модуляции.

В цветном телевизоре после ВУ добавлен блок цветности.