

Учреждение образования  
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

**Малевич Игорь Юрьевич**  
доцент кафедры РТУ, к.т.н.

Конспект лекций

по курсу «Методы и устройства приема и обработки сигналов»  
для студентов специальности I-39 01 03 «Радиоинформатика»

Факультет радиотехники и электроники  
Кафедра «Радиотехнические устройства»

Специальность	Радиоинформатика
Курс	4
Семестр	7, 8
Лекции, часов	80

Минск 2007

## Содержание

<b>1. РАДИОПРИЕМНЫЕ ТРАКТЫ.....</b>	<b>4</b>
1.1. НАЗНАЧЕНИЕ, ФУНКЦИИ, ВИДЫ РАДИОПРИЕМНЫХ ТРАКТОВ..	4
1.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ РПТ.....	14
<b>2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РПТ.....</b>	<b>23</b>
2.1. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РПТ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ.....	23
2.2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РПТ СВЧ ДИАПАЗОНА.....	31
2.3. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ВХОДА РПТ ОТ МОЩНЫХ ПОМЕХ.....	34
2.4. УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ.....	37
2.5. УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ ДИАПАЗОНА.....	43
2.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ. ТЕОРИЯ.....	58
2.7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ.....	63
2.8. ДИОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ.....	71
2.9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СВЧ ДИАПАЗОНА.....	74
2.10. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ.....	79
2.11. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ.....	96
2.12. ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ.....	108
2.13. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ.....	113
<b>3. УПРАВЛЕНИЕ РПТ.....</b>	<b>123</b>
3.1. НАСТРОЙКА РПТ.....	124
3.1.1. Частотная настройка РПТ.....	124
3.1.2. Системы автоматической подстройки частоты.....	129
3.2. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В РПТ.....	136
3.2.1. Автоматическая регулировка усиления в РПТ.....	136
3.2.2. Анализ АРУ с обратной связью.....	143
3.3. РЕГУЛИРОВКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ В РПТ.....	146
<b>4. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ.....</b>	<b>148</b>
4.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОМЕХ.....	148
4.2. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ РАДИОПРИЕМУ.....	152
4.3. ДЕЙСТВИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ.....	153
4.4. ДЕЙСТВИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ.....	159
4.5. ДЕЙСТВИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ.....	162
4.6. ОСОБЕННОСТИ БОРЬБЫ С ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПОМЕХАМИ..	173
<b>5. ОСОБЕННОСТИ РАДИОПРИЕМА С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ.....</b>	<b>174</b>
5.1. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ..	174
5.2. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ.....	181

5.3. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.....	184
5.4. РАДИОПРИЕМ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ.....	189
<b>6. ОСОБЕННОСТИ РПУРАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....</b>	<b>197</b>
6.1. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ РПУ.....	197
6.2. РПУ ПЕРСОНАЛЬНОГО РАДИОВЫЗОВА.....	199
6.3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ РПУ.....	200
6.4. РПУ СВЧ ДИАПАЗОНА ДЛЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ.....	202
6.5. РПУ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ДАЛЬНЕЙ РАДИОСВЯЗИ.....	205
6.6. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ РПУ.....	206
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....</b>	<b>209</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	<b>210</b>

# 1. РАДИОПРИЕМНЫЕ ТРАКТЫ

## 1.1. Назначение, функции и виды радиоприемных трактов

*Радиоприёмный тракт* (РПТ) предназначен для приёма (выделения) радиосигналов, усиления и преобразования их к удобному виду, позволяющему использовать передаваемое сообщение.

Для передачи любого сообщения (речевого, текстового, изображения, цифровых данных и т.п.) с помощью радиоволн служит радиоканал, структурная схема которого включает радиопередающее устройство (РПДУ) и РПТ, а также среду распространения (рис.1.1).

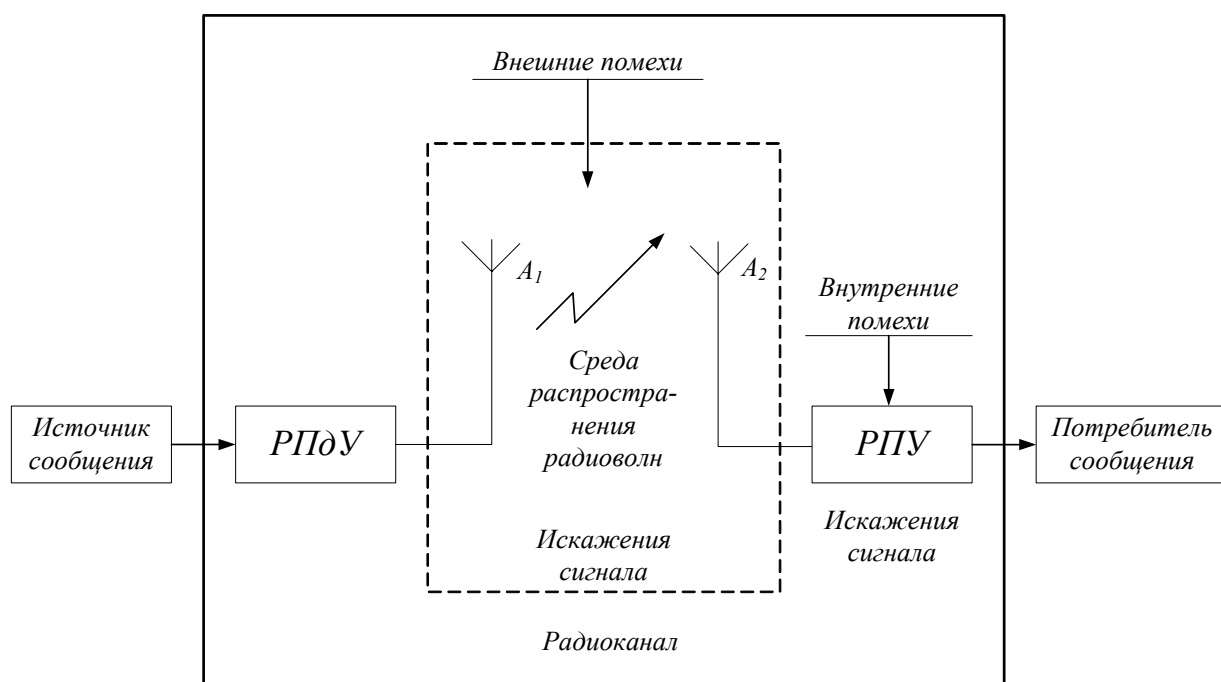


Рис. 1.1

В РПДУ сообщение преобразуется в соответствующий модулирующий сигнал, который модулирует высокочастотное колебание передатчика. С помощью передающей антенны (A1) происходит преобразование модулированного высокочастотного электрического колебания в радиоволну, которая распространяется в окружающем антенну пространстве. При этом радиоволна рассеивается, поглощается, отражается от неоднородностей среды, преломляется, в результате чего в месте приема электромагнитное поле сигнала оказывается значительно меньше, чем вблизи передающей антенны. С помощью приемной антенны (A2) производится обратное преобразование энергии электромагнитного поля высокой частоты в энергию электрического колебания, в результате чего в цепи антенны A2 создается ЭДС радиосигнала, являющегося источником входного воздействия для РПТ.

Радиоприем сопровождается воздействием на канал различных радиопомех, а также искажением сигнала. Под помехами понимают все

действующие на РПТ колебания, которые мешают приему полезного сообщения и приводят к его искажению. Радиопомехи могут возникать вне РПТ, т.е. в среде распространения радиоволн (это внешние помехи) и внутри РПТ (внутренние помехи). Совокупность всех помех определяет электромагнитную обстановку (ЭМО) в месте приема.

Поскольку поступающий на вход РПТ сигнал мал и действует в смеси с помехами, в РПТ его необходимо выделить и усилить. При этом, учитывая, что передаваемое сообщение не содержится в явном виде в радиосигнале, РПТ может также преобразовать полезный сигнал к удобному для использования виду. Таким образом, РПТ должен выполнять ряд функций:

\* *избирательности (селекции)*, т.е. выделения сигнала из смеси сигнала и помех в соответствии с частотными, пространственными, поляризационными, временными, амплитудными, фазовыми и структурными различиями сигнала и помех;

\* *усиления*, т.е. доведения сигнала до уровня, обеспечивающего нормальную работу оконечного устройства;

\* *адаптации*, т.е. изменения параметров РПУ в зависимости от состояния ЭМО, протяженности радиоканала, при частотной перестройке с целью сохранения заданного качества сигнала;

\* *преобразования*, т.е. переноса области частот принимаемых сигналов в другую частотную область, предоставляющую наиболее выгодные условия обработки;

РПТ может выполнять также функции:

\* *демодуляции (детектирования)*, т.е. выделения модулирующего колебания;

\* *декодирования*, т.е. обработки некоторых дополнительных характеристик принимаемого сигнала, например, при приеме сигналов стереовещания (стереодекодер), сигналов цветности в телевизионных приемниках и т.д.

РПТ классифицируются:

по области применения (для звукового радиовещания, телевидения, радиосвязи, радиолокации, радиоизмерений, радионавигации, радиоастрономии и т.д.);

по диапазону частот (НЧ, СЧ, ВЧ, ОВЧ, УВЧ, СВЧ и т.п.); по виду принимаемых сигналов (непрерывные и дискретные);

по виду модуляции (АМ, ЧМ, ФМ, ШИМ, АИМ и т.п.);

по дальности действия (ближнего или дальнего радиуса, низовой, зоновой, космической, магистральной связи);

по месту установки (стационарные, переносные, мобильные, бортовые, консольные);

по способу питания (от сети переменного тока, гальванических батарей, с универсальным питанием);

по способу управления (с ручным, автоматическим, дистанционным, комбинированным);

по структуре построения (детекторный, прямого усиления, регенеративный, сверхрегенеративный, гетеродинный, супергетеродинный, синхродинный).

Структурная схема детекторного РПТ содержит избирательную (входную) цепь (ВЦ), настраиваемую на частоту входного сигнала, и детектор (рис. 1.2).

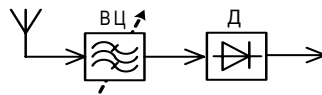


Рис. 1.2.

Принцип действия такой схемы наиболее прост, но имеет ряд недостатков: чувствительность тракта практически ограничена коэффициентом передачи ВЦ и чувствительностью детектора, ширина резонансной кривой и резонансное сопротивление ВЦ изменяются при перестройке по диапазону, что приводит к существенным изменениям коэффициента передачи РПТ. Вследствие этих недостатков структура РПТ детекторного типа имеет очень ограниченное применение - при построении простейших датчиков поля.

Структурная схема РПТ прямого усиления (рис.1.3) представляет тракт радиочастоты (ТРЧ), включающий избирательные цепи, настраиваемые на частоту входного сигнала и усилители радиочастоты. В большинстве практических приложений нагрузкой РПТ прямого усиления служит детектор (Д). Работоспособность тракта поддерживают системы адаптации, управления, контроля и блок питания, которые на рис.1.3 не показаны.

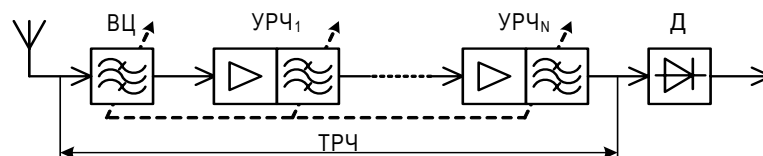


Рис. 1.3.

Входное устройство и усилительные каскады содержат резонансные цепи, настраиваемые на частоту принимаемого сигнала ( $f_c=f_0$ ). Селекция и усиление радиосигналов производятся в ТРЧ (рис.1.3), обобщенная передаточная характеристика которого показана на рис.1.4.

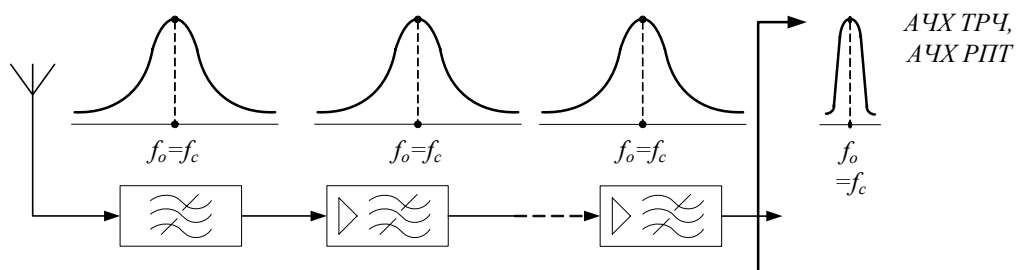


Рис. 1.4.

Для приёма радиосигналов в диапазоне частот необходимо изменять настройку всех контуров РПТ. Возникающие при этом технические трудности не позволяют использовать большое число контуров или сложные резонансные системы, вследствие чего избирательность РПТ часто является недостаточной. Малое число контуров определяет и малое число каскадов усиления, а значит, и небольшое усиление ТРЧ до детектора. Таким образом, чувствительность тракта практически ограничена коэффициентом передачи ТРЧ и чувствительностью детектора. Кроме того, как и в предыдущей структуре, ширина резонансной кривой и резонансные сопротивления каждого контура изменяются при перестройке по диапазону, что приводит к существенным изменениям коэффициента передачи ТРЧ.

На рис.1.5 кривые  $K_o$ , представляющие огибающую характеристик настройки, иллюстрируют названный эффект для трехдиапазонного РПТ. В области высших частот (III-й диапазон) кривая каждого контура ТРЧ получается пологой (сравнительно с I и II диапазонами), а резонансное сопротивление - малым, и все это препятствует получению требуемых избирательности и усиления даже при большом числе каскадов в ТРЧ. К тому же возможность усиления на высоких частотах ограничивается опасностью самовозбуждения усилителей.

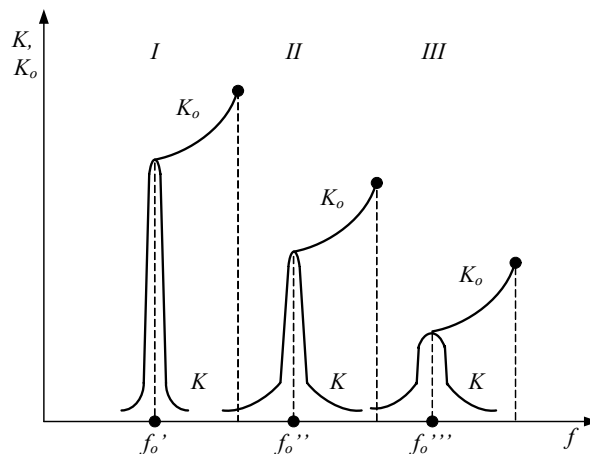


Рис. 1.5.

Вследствие этих недостатков структура РПТ прямого усиления находит ограниченное применение при построении диапазонных радиоприемных устройств.

Заметим, однако, что для РПТ с фиксированной частотой настройки такая схема построения может оказаться весьма эффективной при наличии высокоселективной фильтрующей секции. Использование сложных фильтрующих систем позволяет сформировать устойчивую передаточную характеристику ТРЧ с высокой крутизной скатов.

При супергетеродинном построении РПТ (рис.1.6) используют преобразование частоты принимаемого сигнала в другую, обычно более низкую и постоянную, которая называется промежуточной частотой (рис.1.7).

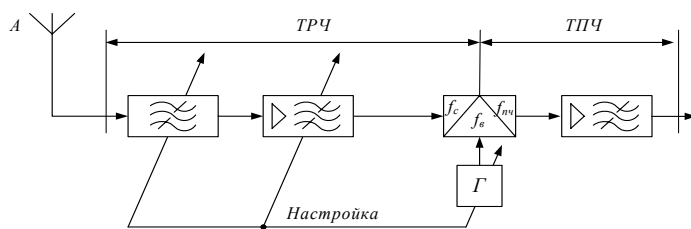


Рис.1.6.

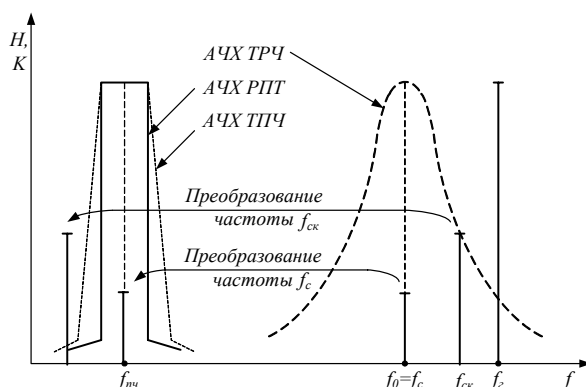


Рис.1.7.

На промежуточной частоте производится селекция сигнала, его усиление и последующая демодуляция. Это обеспечивает реализацию большего усиления, и, следовательно, более высокой чувствительности и избирательности РПТ на любой частоте рабочего диапазона, а также их относительное постоянство.

В тракте ТРЧ осуществляется подавление части помех, т.е. предварительная фильтрация, однако, как и в РПТ прямого усиления, не решается задача выделения спектра одного полезного сигнала. Этот тракт в литературе называется также трактом предварительной избирательности или преселектором.

Преобразование частоты осуществляется в нелинейном звене - смесителе. Если на вход смесителя подать напряжение сигнала высокочастотного генератора, называемого гетеродином, с частотой  $f_2$ , то на выходе смесителя возникнет многочастотный сигнал вида  $f_{np} = mf_2 \pm nf_c$  или  $f_{np} = nf_c \pm mf_2$ , где  $m, n$  - целые натуральные числа. Колебания наибольшей интенсивности соответствуют  $m = n = 1$ .

Неизменность значения  $f_{np} = f_{н.ч}$  достигается при одновременной перестройке  $f_c$  и  $f_2$ . Для "верхнего" преобразования частоты  $f_{н.ч} = f_2 - f_c$ , а для "нижнего" преобразования  $f_{н.ч} = f_c - f_2$ .

В тракте промежуточной частоты (ТПЧ) осуществляется основная избирательность и усиление принятого сигнала. Промежуточная частота выбирается в соответствии со стандартом и может составлять, например, 0,076 МГц, 0,465 МГц, 1,84 МГц, 2,9 МГц, 10,7 МГц, 24,975 МГц, 42,67



МГц. Выбор определяется рабочим диапазоном частот, требованиями к РПТ и особенностями построения тракта. Малая  $f_{n.ч}$  обеспечивает высокое усиление и хорошее подавление соседних каналов приема; высокая  $f_{n.ч}$  - хорошее подавление ряда побочных каналов приема, образующихся в результате преобразования частоты. Для совмещения достоинств обоих подходов обычно принимают компромиссное среднее значение. Например, в радиовещании для диапазонов ДВ, СВ, КВ используют промежуточную частоту 465кГц. Для УКВ используют частоту 10.7МГц.

Наиболее распространено "верхнее" преобразование, так как при этом необходимый коэффициент перекрытия частот гетеродина меньше и технически проще обеспечить его построение.

К недостаткам РПТ супергетеродинного типа относится образование побочных каналов приема. Побочные каналы - это каналы, частоты которых не совпадают с частотой основного (полезного) сигнала, однако в результате преобразования попадают в полосу ТПЧ вследствие недостаточного подавления в преселекторе РПТ (см. рис.1.8).

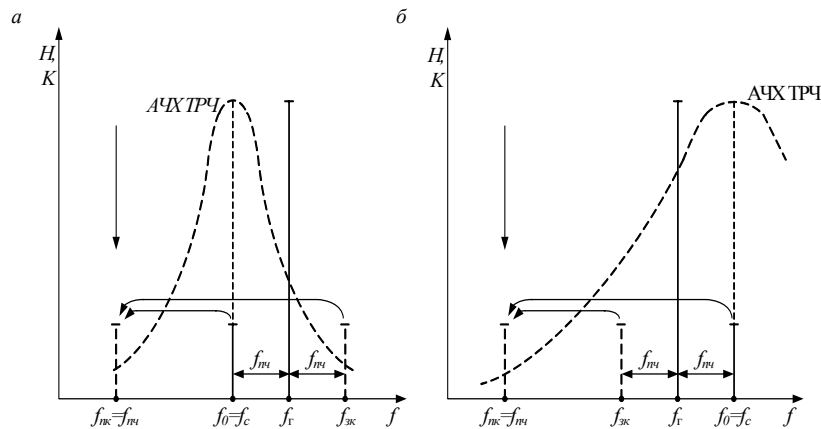


Рис. 1.8.

Общая формула частот приема в супергетеродинном РПТ:

$$f_{np} = \frac{mf_z \pm f_{n.ч}}{n},$$

где  $m, n$  - целые натуральные числа. Знак «+» соответствует "нижнему", а «-» - "верхнему" преобразованию частоты.

Наиболее опасны:

- \* канал промежуточной частоты (прямой канал)  $f_{np} = f_{n.к} = f_{n.ч}$ ;
- \* зеркальный (симметричный) канал при  $f_{np} = f_{з.к} = f_c + 2f_{n.ч}$  при "верхнем" преобразовании частоты и  $f_{np} = f_{з.к} = f_c - 2f_{n.ч}$  при "нижнем";
- \* каналы помех, образованные на своих гармониках без участия гетеродина:  $f_{np} = f_{n.ч} / n$  ( $n=2,3\dots$ );
- \* каналы помех, преобразованные в смесителе на своих гармониках:

$$f_{np} = \frac{f_c \pm f_{n,ч}}{n} \quad (n=2,3...);$$

\* каналы помех, образованные на гармониках гетеродина:

$$f_{np} = mf_c \pm f_{n,ч} \quad (n=2,3...).$$

Наличие прямого и зеркального каналов обусловлено самим принципом супергетеродинного радиоприёма, поэтому они называются линейными. Остальные каналы образуются вследствие технического несовершенства узлов и блоков ТРЧ и называются нелинейными. На рис.1.8. показана расстановка паразитных линейных каналов приема для "верхнего" (рис.1.8,а) и "нижнего" (рис.1.8,б) преобразований частот.

Таким образом, по побочным каналам приёма в ТПЧ попадают мешающие сигналы других радиостанций или шумы, энергия которых суммируется с шумами в основном канале приема, что приводит в результате к снижению отношения сигнал/шум (С/Ш) и, соответственно к ухудшению качества, надежности и дальности действия радиоканала.

Для подавления побочных каналов следует повышать избирательность и линейность преселектора, "чистоту" спектра колебаний гетеродина, приближая его к моногармоническому.

Очевидно, что подавление в преселекторе определяется разном спектральной частоты и частот побочных каналов. При однократном преобразовании обычно не удается обеспечить селективность свыше 35-45 дБ в вещательном диапазоне в силу компромиссного расположения промежуточной частоты.

С целью повышения селекции используют двукратное и даже трехкратное преобразование. Вначале производят преобразование в более высокую частоту  $f_{n,ч1}$ , а затем в низкую  $f_{n,ч2}$  (рис.1.9). Например, 24,975 - 0,465 МГц, 10,7 - 0,465 МГц. Чем выше частота сигнала  $f_c$ , тем выше выбирают  $f_{n,ч1}$ .

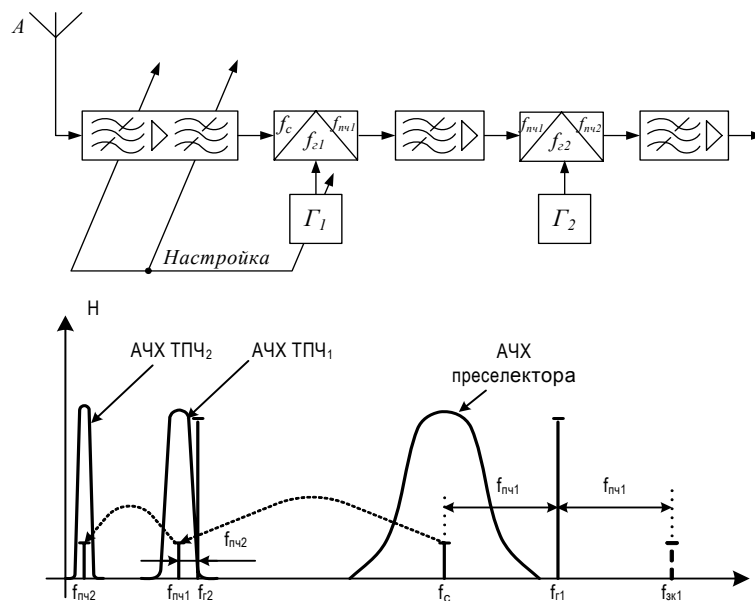


Рис. 1.9.

В такой системе первое преобразование с более высокой промежуточной частотой позволяет получить хорошую селекцию по зеркальному и прямому каналам, а по низкой второй промежуточной частоте  $f_{н.ч2}$  - осуществляется фильтрация соседних каналов.

РПТ инфрадинного типа (рис.1.10) работает с преобразованием частоты сигнала в частоту, превышающую максимальную частоту рабочего диапазона. Это супергетеродин с широкополосным преселектором и высокой  $f_{н.ч}$ . Его особенностью является исключение диапазонных перестроек преселектора или использование упрощённой перестройки путём коммутации фильтров (фильтровые преселекторы) (рис.1.11).

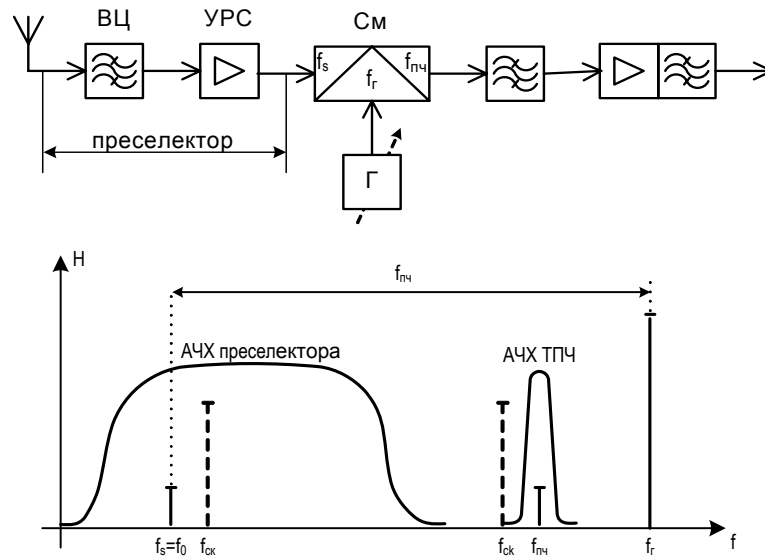


Рис. 1.10.

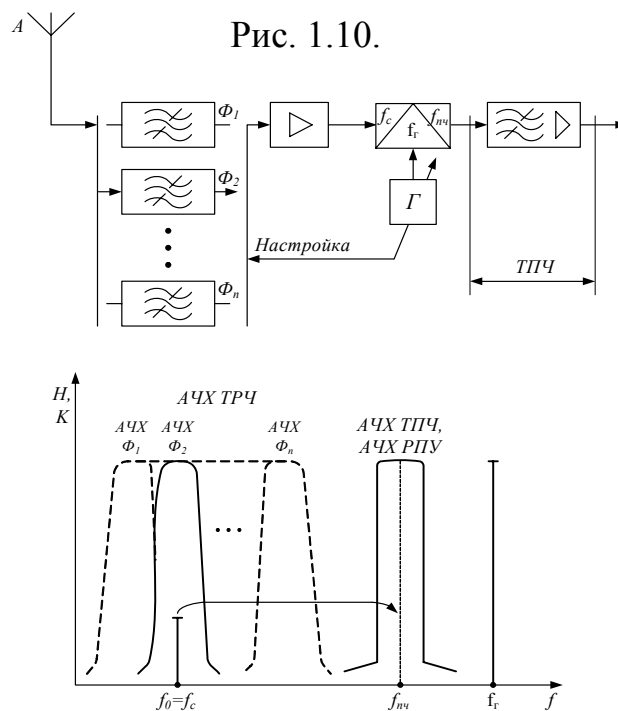


Рис.1.11.

В РПТ инфрадинного типа промежуточная частота превышает максимальную частоту рабочего диапазона  $f_{n,ч} > n f_{c\max}$  ( $n=2,3\dots$ ). Это обеспечивает вынесение побочных каналов приема из полосы пропускания преселектора и их хорошее подавление для больших величин сигналов.

К достоинствам инфрадинного РПТ относятся возможность значительного подавления побочных каналов из-за высокой избирательности неперестраиваемых цепей, которые могут быть сложнее и эффективнее, чем перестраиваемые цепи, а также упрощение настройки и управления РПТ, не требующих подстройки преселектора. Основной недостаток – более высокие, чем в случае перестраиваемого преселектора, требования к его линейности.

РПТ синхронного типа (рис.1.12) представляет супергетеродин с  $f_{n,ч} = 0$ , т.е. преобразование частоты входного сигнала осуществляется в нулевую частоту.

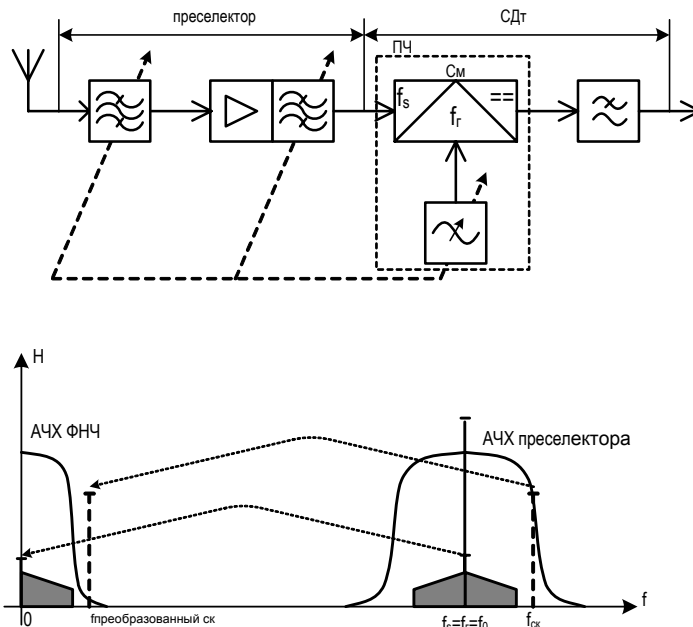


Рис. 1.12.

Преселектор обеспечивает предварительную избирательность и небольшое усиление сигнала, смеситель перемножает полезный сигнал с колебанием синхронизируемого гетеродина, ФНЧ выделяет спектр полезного сигнала.

Рассмотрим механизм работы синхродина. Пусть на вход смесителя поступают колебания  $U_s$  и  $U_r$ . Тогда на выходе имеем:

$$U_s \cdot U_r = U_s U_r \cos u_s t \cdot \cos u_r t = 0,5 U_s U_r [\cos(u_s + u_r)t + \cos(u_s - u_r)t].$$

Предположив, что  $\omega_s = \omega_r$  и между этими сигналами существует фазовый сдвиг  $\varphi$ , а сигнал модулирован амплитудно ( $U_s(t) = U_s(1 + m \cos \Omega t / \cos \omega_s t)$ ), на выходе перемножителя нетрудно получить колебание вида:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = 0,5U_s U_r (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos \varphi + 0,5U_s U_r (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos(2\omega_s t + \varphi).$$

Если теперь после перемножителя с помощью ФНЧ отфильтровать спектр полезного сигнала ( $U_{\text{ВЫХФНЧ}} = 0,5U_s U_r (m \cos \Omega t) \cdot \cos \varphi$ ), то на выходе тракта обеспечивается избирательность для  $\omega_{\text{ПР}} \neq \omega_r$ .

Видно, что  $U_{\text{ВЫХФНЧ}} = 0,5U_s U_r (m \cos \Omega t) \cdot \cos \varphi$  зависит от  $\varphi$  и его значение будет max при синхронизации колебаний  $U_s$  и  $U_r$ . Поэтому такое построение РПТ называют синхродинам, а перемножитель с ФНЧ – синхронным детектором.

Достоинством синхродина является совмещение функций преобразователя и детектора, что позволяет исключить ТПЧ из структуры РПТ. В таком РПТ отсутствуют зеркальный и прямой каналы. Однако помехоустойчивость синхродина низка, более высокие требования к линейности радиочастотного тракта, требуется цепь синхронизации.

Последнее условие может быть легко преодолено путем некоторого усложнения структуры тракта (рис.1.13).

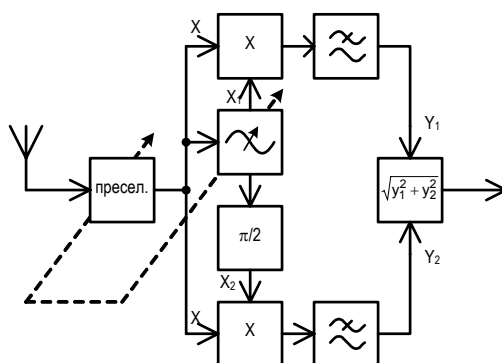


Рис.1.13.

Схема содержит два канала, в каждом из которых перемножитель управляется своим квадрантным колебанием:

$$\begin{cases} x_1 = U_r \cos \omega_r t \\ x_2 = U_r \sin \omega_r t \end{cases}$$

Тогда на выходе ФНЧ каждого из каналов имеем сигналы  $Y_1$  и  $Y_2$ :

$$\begin{cases} y_1 = 0,5U_s U_r (1 + m \cos \Omega t) \cos \varphi \\ y_2 = 0,5U_s U_r (1 + m \cos \Omega t) \sin \varphi \end{cases}$$

Осуществляя операцию суммирования квадратов  $y_1$  и  $y_2$  и усредняя эту сумму, получим на выходе тракта напряжение вида:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_s U_r (1 + m \cos \Omega t) \sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} = 0,5U_s U_r (1 + m \cos \Omega t)$$

Таким образом,  $U_{\text{ВЫХ}}$  не зависит от фазы  $\varphi$ .

Следует помнить, что использование этой структуры может быть затруднено вследствие необходимости создания квадратурных составляющих в широком диапазоне частот.

При построении РПТ возможно также совмещение принципов построения, направленное на подчёркивание преимуществ как инфрадинного, так и синхродинного РПТ, что позволяет повысить избирательность РПТ и ослабить требования к фильтрующим цепям ТПЧ.

## 1.2. Технические характеристики и параметры РПТ

*Чувствительность* - параметр, характеризующий способность РПТ принимать слабые сигналы. Количественно - это минимальная ЭДС входного сигнала определенного вида, обеспечивающего нормальную работу оконечного устройства. Различают предельную и реальную чувствительности РПТ.

Предельная чувствительность - это ЭДС сигнала в антенне, при которой мощности сигнала и шума на выходе РПУ равны ( $C/\text{Ш} = 1$ ). Она определяется собственными шумами антенны и оценивается выражением

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{4kT_0 R_A \Pi},$$

где  $k$  - постоянная Больцмана, равная  $1,37 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $T_0$  - температура окружающей среды (290 К);  $R_A$  - сопротивление антенны, (Ом);  $\Pi$  - полоса пропускания РПУ, Гц.

Реальная чувствительность - это чувствительность, определяемая при заданном отношении  $C/\text{Ш}$  на выходе РПТ:

$$E_A = \frac{C}{\text{Ш}} \sqrt{4kT_0 R_A \Pi}.$$

Мощность шумов антенны, выделенная на входном сопротивлении РПТ, определяется согласованием в тракте и будет максимальна при  $R_A = R_{\text{ex РПУ}}$ .

Величина, показывающая во сколько раз мощность шумов на выходе реального РПТ ( $P_{\text{ш.вых}}$ ) больше мощности шумов на выходе идеального нешумящего РПТ, ( $P_{\text{ш.выхА}}$ ) называется коэффициентом шума:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.выхА}}}.$$

Мощность  $P_{\text{ш.выхА}}$  определяется омическим сопротивлением источника сигнала при  $T_0 = 293^0$  К.

Обобщенное определение чувствительности может быть конкретизировано применительно к заданному типу РПТ. Например, чувствительностью РПТ звукового радиовещания называют минимальную величину ЭДС нормально модулированного сигнала, обеспечивающего на выходе приемника номинальную выходную мощность и отношение  $C/\text{Ш}$  не менее заданного. Здесь под нормально модулированным сигналом при амплитудной модуляции понимают сигнал с глубиной модуляции  $m = 0,3$  и частотой модуляции 1000 (400) Гц. Нормальной выходной мощностью считают мощность 50 мВт или 5 мВт для приёмников с выходной мощностью менее 150 мВт. Отношение  $C/\text{Ш}$  для амплитудно-модули-

рованного сигнала должно быть не менее 20 дБ, а для частотно-модулированного сигнала - не менее 26 дБ.

Чувствительность РПТ можно также определять как уровень, равный половине ЭДС генератора испытательных сигналов, при котором отношение С/Ш, измеренное методом «СИНАД» (SINAD (Signal-Noise-And-Distortion)), равно 12 дБ. При этом отношение С/Ш оценивается с учетом появления нелинейных искажений, которые совместно с шумом приводят к изменению уровня полезного сигнала:

$$\text{SINAD} = \frac{\text{SND}}{\text{ND}} = \sqrt{1 + \frac{U_c^2}{U_{\text{ш}}^2 + U_{\text{иск}}^2}},$$

где SND (Signal-Noise-Distortion) – сумма полезного сигнала, шума и искажений; ND (Noise-And-Distortion) - сумма шума и искажений.

В отличие от чувствительности, коэффициент шума ( $K_{ш}$ ) не зависит ни от полосы, ни от заданного отношения С/Ш. Коэффициент шума связан с чувствительностью выражением (чувствительность определяется в мкВ, полоса - в кГц, входное сопротивление - в Ом, С/Ш и коэффициент шума - в раз)

$$E_A = \frac{C / Ш}{500} \sqrt{P_{R_{\text{ex.РПУ}}} K_{ш}}$$

или

$$K_{ш} = \left( \frac{500 E_A}{C / Ш} \right)^2 \frac{1}{P_{R_{\text{ex.РПУ}}}}$$

В общем случае РПТ представляет собой каскадное соединение каскадов, каждый из которых имеет собственный коэффициент шума ( $K_{шi}$ ) и коэффициент передачи по мощности ( $K_{pi}$ ). Понятно, что величина  $K_{pi}$  будет уменьшать влияние каскадов, расположенных в глубине тракта. Тогда общий коэффициент шума РПТ запишется в виде:

$$K_{ш} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots$$

Величину  $K_{ш}$  целесообразно выражать в децибелах:  $k_{ш} = 10 \lg K_{ш}$ .

Шумовые свойства тракта можно также охарактеризовать шумовой температурой:

$$T_{ш} = T_0 (K_{ш} - 1),$$

где  $T_0$ - температура пространства, окружающего источник шума.

*Избирательность РПТ* определяет его способность выделять полезный сигнал из смеси с помехами. Существуют различные виды избирательности РПТ, среди которых наибольшее применение находит частотная избирательность (селективность).

Частотной избирательностью (или просто избирательностью) называют способность РПТ выделять сигнал с определенной частотой из множества электрических колебаний с другими (отличными) частотами. Количественно - это степень ослабления помехи одного из побочных каналов приема (например, соседнего ( $f_{с.к}$ ), зеркального ( $f_{з.к}$ ), прямого ( $f_{н.ч}$ )) относительно

сигнала с частотой настройки РПТ ( $f_0$ ).

Об избирательности РПТ по соседнему каналу можно судить по характеристике избирательности, которую для удобства снимают при неизменном уровне сигнала на выходе РПТ (рис.1.14, а). При увеличении отстройки  $\Delta f$  помеха ослабляется сильнее, а селективность  $S$  возрастает.

Известны односигральная и многосигральная характеристики селективности. Односигральная селективность - избирательность, определяемая по одному из каналов (соседнему, прямому или зеркальному) при однотоновом воздействии. Тогда

$$S = E_{A\Delta f} / E_{Af_0},$$

где  $E_{A\Delta f}$  - ЭДС входного сигнала при соответствующей расстройке (рис.1.14,б).

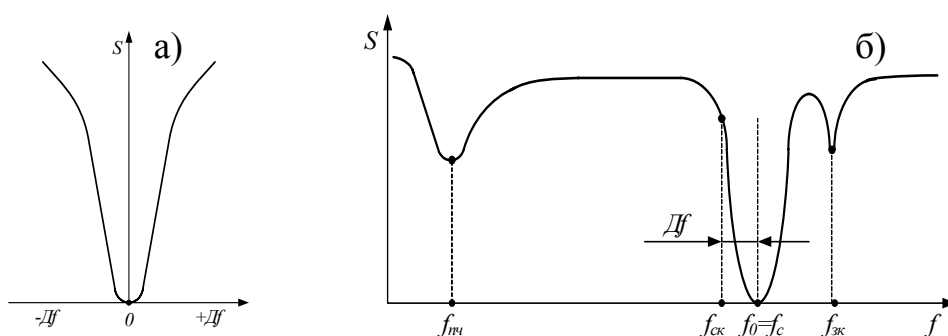


Рис. 1.14.

Идеальной характеристикой избирательности является прямоугольная с полосой пропускания, равной ширине спектра полезного сигнала, в пределах которой  $S = 1$ , а за её пределами  $S \rightarrow \infty$ . При такой характеристике обеспечиваются неискажённое воспроизведение спектра сигнала и бесконечно большое подавление любой внеполосной помехи.

Для оценки приближения реальной характеристики селективности к идеальной вводят коэффициент прямоугольности  $K_{\Pi\gamma}$ . Это отношение полос на уровне  $\gamma$  и 0,707:  $K_{\Pi\gamma} = \Pi_\lambda / \Pi_{0,7}$  (рис.1.15). Уровень  $\gamma$  выбирают равным одному из следующих значений: 0,1; 0,01, 0,001. Идеальный  $K_{\Pi\gamma} = 1$ .

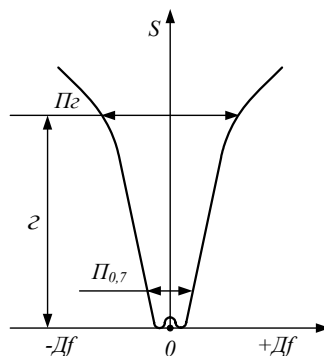


Рис. 1.15.



Из-за нелинейности передаточных характеристик элементов РПТ в условиях сложной ЭМО начинают проявляться нелинейные эффекты (интермодуляция, перекрёстная модуляция, блокирование и т.п.), в результате чего реальная характеристика частотной избирательности оказывается значительно хуже (кроме областей с ослабленной линейной избирательностью она дополняется областями с ослабленной нелинейной избирательностью) (рис.1.16).

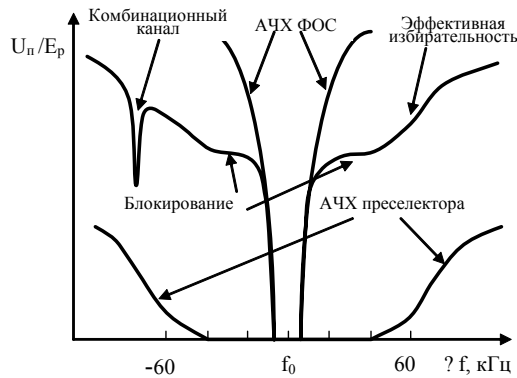


Рис.1.16.

Количественная оценка эффективной избирательности определяется как степень подавления помехи при расстройке  $\Delta f$  и заданной величине коэффициента нелинейных искажений конкретного вида. Например, эффективная избирательность по интермодуляции определяется при заданном коэффициенте интермодуляции соответствующего порядка, а эффективная избирательность по блокированию - при заданном коэффициенте блокирования.

Многосигнальная селективность определяется при двухтоновом либо многотоновом воздействии на РПТ что позволяет получать избирательные характеристики для условий работы РПТ в реальном эфире. Повышение линейности или расширение динамического диапазона РПТ способствует решению проблемы ЭМС РТС ПИ.

*Динамический диапазон (ДД)* - это отношение граничных уровней входных воздействий, в пределах которых допускается некоторая (заданная) потеря отношения С/Ш (рис.1.17).

Различают односигнальный и многосигнальный ДД. Односигнальный ДД определяется при однотоновом воздействии на РПТ и количественно оценивается отношением уровня сигнала, соответствующего точке компрессии (точка А на графике (рис.1.17), в которой передаточная характеристика отклоняется от прямой на 1 дБ) к чувствительности РПТ:

$$ДД = U_{ex \max} / U_{ex \min} ,$$

где  $U_{ex \min} = E_A$  либо  $U_{ex \min} = E_{ш}$ .

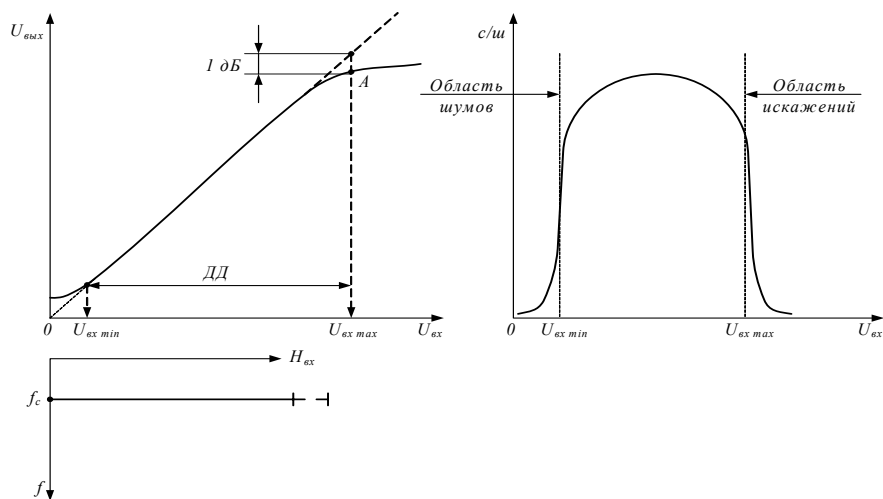


Рис. 1.17.

Для оценки многосигнального ДД обычно используют двухтоновой сигнал и определяют мнимые точки пересечения (Intercept Point)  $IP_2$ ,  $IP_3$  по интермодуляционным продуктам второго и третьего порядков, соответственно (рис.1.18).

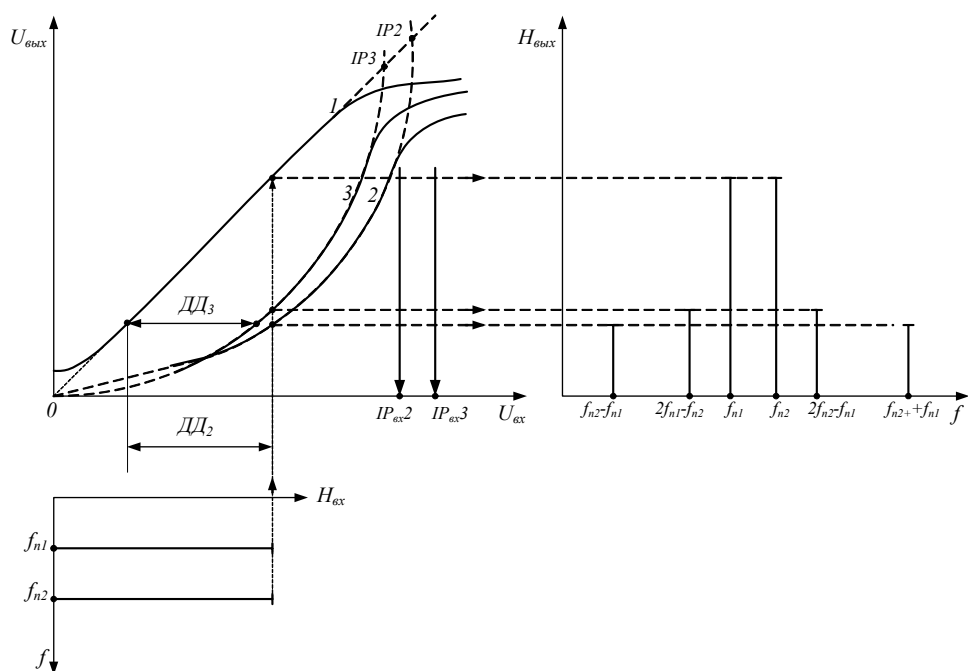


Рис.1.18.

Для их определения следует построить идеальную передаточную характеристику РПТ (штриховая линия на рис.1.18), а также амплитудные характеристики по продуктам интермодуляции второго и третьего порядков (кривые 2 и 3). Аппроксимируя кривые 2 и 3 до пересечения с идеальной передаточной характеристикой 1 получают точки пересечения  $IP_2$  и  $IP_3$  соответственно. Они определяют гипотетический уровень каждой из двух одинаковых интермодулирующих помех, подаваемых на вход РПТ, которые создают в РПТ равный им по уровню интермодуляционный продукт. Тогда

многосигнальный ДД вычисляется как

$$\text{ДД}_J = \left( \frac{IP_{\text{вх}} J}{U_{\text{вх min}}} \right)^{\frac{J-1}{J}},$$

или в дБ :  $\text{ДД}_J = \frac{J-1}{J} (IP_{\text{вх}} J - U_{\text{вх min}})$ , где  $J$  соответствует порядку ДД.

В логарифмическом масштабе все зависимости являются прямыми линиями с наклоном  $45^\circ$ ,  $60^\circ$  и  $71,5^\circ$  (или 10, 20, 30 дБ) на каждые 10 дБ входного сигнала РПТ (рис.1.19).

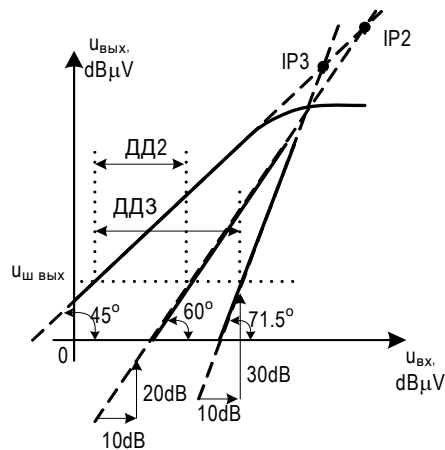


Рис. 1.19.

Уровень сигналов в логарифмических единицах обычно отсчитывается относительно некоторого фиксированного значения. Для напряжения в качестве такого уровня используют 1 мкВ ( $\mu\text{V}$ ). Для мощности в качестве такого уровня в РПТ используют 1 мВт ( $\text{mW}$ ), тогда значения  $IP_J$ , точки компрессии и других параметров получают в  $\text{dBm}$ .

*Верность воспроизведения сообщений* определяет идеальность характеристик РПТ. Сообщения искажаются из-за неидеальности линейных и нелинейных характеристик РПТ. Линейные искажения проявляются в различии условий прохождения отдельных составляющих спектра сигнала через тракт. Они обусловлены инерционностью элементов тракта, не сопровождаются появлением в спектре новых составляющих и не зависят от уровня входного сигнала и глубины модуляции. Линейные искажения могут быть амплитудными и фазовыми.

Количественная оценка определяется АЧХ и ФЧХ РПТ. АЧХ (ФЧХ) сквозного тракта называется *характеристикой верности воспроизведения* и определяется как зависимость выходного отклика РПТ от частоты модуляции (рис.1.20).

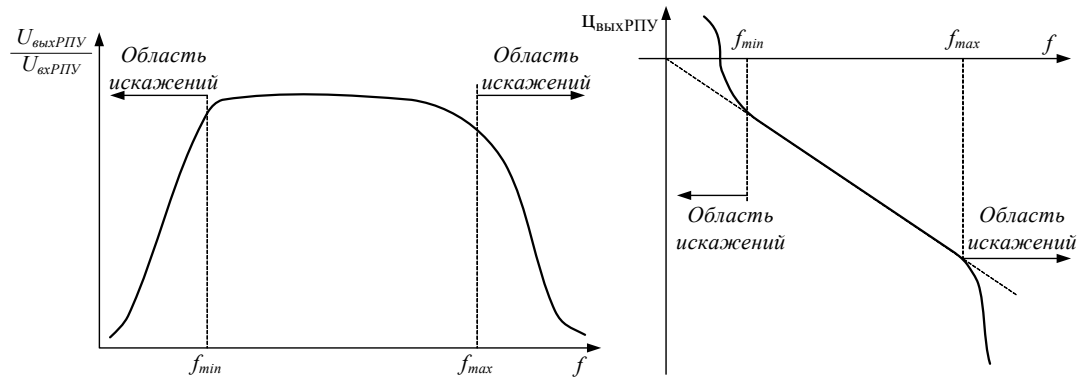


Рис. 1.20.

Амплитудно-частотные искажения проявляются в изменении соотношения амплитуд спектральных составляющих и оцениваются неравномерностью характеристики верности воспроизведения, которая фактически является произведением АЧХ РПТ по высокой и промежуточной (для супергетеродинного и инфрадинного РПТ) частотам и АЧХ низкочастотного тракта и снимается при неизменных частоте настройки, амплитуде и глубине модуляции входного сигнала. Ее идеальный вид - прямая на уровне 0 дБ. Реальная характеристика верности имеет спады в области нижних и верхних частот, обусловленные особенностями АЧХ соответствующих трактов.

Для оценки фазовых искажений в РПТ используется характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ), представляющего собой производную по частоте от ФЧХ:  $\tau_g = \partial\varphi / 2\pi\partial f$ . Идеальная характеристика ГВЗ представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс на уровне среднего значения  $\tau_{ср}$ , мерой искажений служит неравномерность характеристики. Фазовые искажения не оказывают заметного влияния на слуховой прием монофонического вещания, однако существенно сказываются на качестве приема телевизионных, цифровых и ряда других сигналов.

Нелинейные искажения обусловлены появлением в спектре модулирующего сигнала на выходе РПТ составляющих, отсутствующих на входе тракта. Они могут оцениваться коэффициентом гармоник:

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{\text{вых}2F}^2 + U_{\text{вых}3F}^2 + \dots}{U_{\text{вых}F}}$$

где  $U_{\text{вых}iF}$  - напряжение сигнала на выходе РПТ;  $U_{\text{вых}F}$  - напряжение первой гармоники сигнала на выходе РПТ.

При визуальном приеме существенное значение имеют динамические характеристики переходных процессов, позволяющие оценивать линейные искажения импульсных сигналов. Переходной характеристикой РПТ называется временная зависимость выходного напряжения при подаче на его вход радиоимпульса.

Искажения фронта и плоской части импульса характеризуются рядом параметров: временем запаздывания  $t_3$ , временем нарастания  $t_n$  и величиной максимального выброса  $\delta$  (рис.1.21).

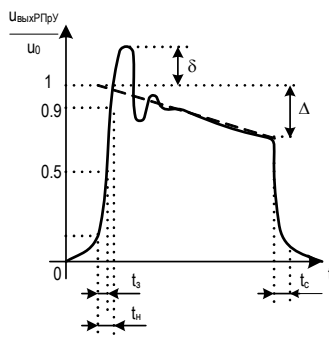


Рис.1.21

При прекращении импульса имеет место переходный процесс, характер и длительность протекания которого могут отличаться от процессов формирования фронта, поэтому вводится понятие времени спада  $t_c$ .

Переходные процессы приводят, например, к появлению многоконтурности изображения в телевизионных приемниках, повышению вероятности ошибки при приеме цифровых сигналов.

В РПТ с угловыми видами модуляции (манипуляции) существенны искажения при скачках частоты или фазы сигнала.

Частотная настройка РПТ определяется набором рабочих частот или диапазоном рабочих частот, оцениваемым *коэффициентом перекрытия*:

$$K_{\text{пер}} = f_{0\text{max}} / f_{0\text{min}}.$$

К характеристикам частотной настройки относят также погрешность настройки и отсчета, изменение частоты настройки и шаг настройки, величины промежуточных частот  $f_{n.ч}$  и значение *полосы пропускания РПТ* на уровне 0,707 ( $P_{0,7}$ ).

При приеме амплитудно-модулированных и балансно-модулированных сигналов полоса пропускания РПТ ( $P_{0,7}$ ) должна быть равна удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала; при однополосных сигналах - ширине спектра модулирующего сигнала; при приеме фазомодулированных сигналов с индексом фазовой модуляции  $m_{\text{фм}} \gg 1$  - примерно равна удвоенной сумме ширины спектра модулирующего сигнала и максимальной девиации частоты ( $\Delta F = 2F_{\text{max}} + 2m_{\text{фм}} F_{\text{max}} = 2F_{\text{max}} (1 + m_{\text{фм}})$ ), где  $F_{\text{max}}$  - максимальная частота модулирующего сигнала, а при узкополосной ФМ ( $m_{\text{фм}} \ll 1$ ) примерно равна удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала; при приеме частотно-модулированных сигналов с максимальной девиацией частоты ( $\Delta\omega_m$ ) - удвоенной сумме ширины спектра модулирующего сигнала и максимальной девиации частоты ( $\Delta F = 2F_{\text{max}} + 2\Delta\omega_m = 2F_{\text{max}} (1 + m_{\text{чм}})$ ) а при узко-полосной ЧМ ( $m_{\text{чм}} \ll 1$ ) - примерно равна удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала; при приеме

радиоимпульсных сигналов - удвоенной длительности импульса ( $\Delta F \approx \frac{2}{\tau_{и}}$ );

при приеме частотно-манипулированных сигналов -  $\Delta F = 2\Delta f_{д} + 3F_{Т}$  (где  $F_{Т}$  - основная частота манипуляции;  $f_{д}$  - отклонение (девиация) частоты;

при приеме фазоманипулированных сигналов -  $\Delta F = 1,5W_{Т}$  (где  $W_{Т} = 1/\tau$  - скорость передачи (число элементарных посылок длительностью  $\tau$  в секунду), в бодах); при приеме квадратурно-манипулированных сигналов

со скоростью передачи данных  $R = \frac{k}{t(1+\alpha)}$  (где  $k$  число бит информации на

один передаваемый символ,  $1/t$  - символьная (бодовая) скорость,  $t$  - длительность одного символа,  $\alpha$  - коэффициент сглаживания прямоугольной формы спектральной плотности импульса по косинусоидальному закону (значение  $\alpha = 0,15$  для DVB-C,  $\alpha = 0,35$  для DVB-S и  $\alpha = 0,4$ , если не задано)

$$\Delta F \approx \frac{1}{t} = \frac{R(1+\alpha)}{k} = \frac{R(1+\alpha)}{\log_2 M}$$

Среди других электрических характеристик РПТ - параметры ручных и автоматических регулировок усиления, автоматической подстройки частоты и фазы гетеродина, мощность и другие параметры системы питания.

Способность функционирования РПТ в РТС ПИ в условиях воздействия совокупных помех называют *помехоустойчивостью*. Существуют различные критерии количественной оценки помехоустойчивости: вероятностный, энергетический, артикуляционный. При приеме дискретных сигналов применяется вероятностный критерий, связанный с определением средней вероятности искажения элементарного сигнала, зависящей от превышения сигнала над помехой  $h$ . График такой функции называется характеристикой помехоустойчивости, вид которой зависит от типа модуляции сигнала, свойств среды распространения электромагнитных волн и других факторов.

При приеме аналоговых сигналов для оценки помехоустойчивости удобен энергетический критерий, предполагающий измерение отношения мощностей или эффективных напряжений сигнала и помехи на выходе РПТ при заданном отношении С/Ш на входе. Артикуляционный критерий используется для оценки помехоустойчивости приема речевых сообщений и реализуется путем количественной экспертной оценки разборчивости передаваемых тестовых текстов.

К основным конструктивно-эксплуатационным характеристикам РПТ относят надежность работы, массогабаритные показатели, стабильность и устойчивость работы, экономичность питания, ремонтпригодность и эргономические показатели.

## 2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РПТ

### 2.1. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РПТ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

*Входная цепь* (ВЦ) - часть радиочастотного тракта, предназначенная для передачи энергии сигнала из антенны на вход последующих каскадов и предварительной фильтрации помех. ВЦ обеспечивает основную частотную селекцию по зеркальному, прямому (промежуточной частоте) и комбинационным каналам приема (при отсутствии резонансного усилителя радио-частоты) и предварительную частотную избирательность по соседнему каналу приема.

ВЦ классифицируются по характеру связи с антенной и по структуре избирательной системы. В качестве фильтров в ВЦ чаще всего используют одиночные колебательные контуры, что связано в основном с простотой их диапазонной перестройки. В некоторых РПТ для повышения селективности применяют многоконтурные фильтры. Однако увеличение числа контуров в ВЦ приводит к снижению  $K_p$ , и, следовательно, возрастанию коэффициента шума ВЦ. При одноконтурном построении ВЦ обеспечивается компромисс между приемлемой селективностью, удобством настройки и малым  $K_{ш}$ . В диапазоне гектометровых и метровых длин волн применяются ВЦ на сосредоточенных элементах. В диапазоне дециметровых волн в ВЦ находят применение фильтры на резонансных линиях, в диапазоне сантиметровых и более коротких длин волн - фильтры на объемных резонаторах и полосковые фильтры.

Источником сигнала для ВЦ служит антенный контур, в котором антенна представляется эквивалентным генератором, характеризуемым ЭДС  $E_A$  с внутренним сопротивлением  $Z_A$  (рис.2.1). В свою очередь ЭДС генератора представляет собой напряженность поля  $e$  в месте приема, пересчитанную через параметр, характеризующий способность антенны преобразовывать электромагнитные эфирные колебания в напряжение, подводимое к входу РПУ, - *действующую высоту*:

$$E_A = eh_D$$

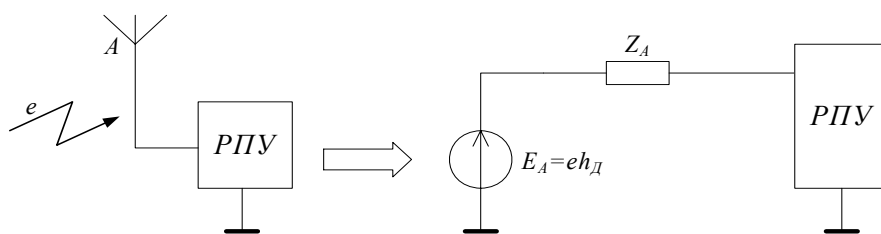


Рис. 2.1

Различают ненастроенные и настроенные антенны. *Ненастроенные антенны* не имеют резонансов в диапазоне принимаемых частот. К этому типу относятся, например, антенны в виде отрезка провода длиной от

нескольких до десятков метров для диапазонов ДВ, СВ, КВ. Рамочные антенны также могут рассматриваться как ненастроенные в виде источника ЭДС с индуктивным характером сопротивления. В диапазонах свыше гектометровых волн антенна может иметь длину, соизмеримую с длиной рабочей волны, и в ней возможны резонансы. При совпадении резонанса в антенне и частоты настройки РПУ антенну называют *настроенной*. При этом сопротивление антенны является чисто активным.

Для ненастроенных антенн характерно разделение составляющих принимаемого поля  $E$  либо  $H$ . Среди антенн регистрирующих  $E$ -составляющую поля, наиболее распространены штыревые. Действующая высота такой антенны

$$h_{\text{д}} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi h}{\lambda}$$

где  $\lambda$  - длина принимаемой волны;  $h$  - геометрическая длина антенны. Для  $h \ll \lambda$  справедливо:  $\operatorname{tg} x \approx x$ , тогда  $h_{\text{д}} = h/2$ .

Эквивалентная электрическая схема такой антенны для диапазонов ДВ и СВ приведена на рис.2.2,а, а для диапазона КВ - на рис.2.2,б.

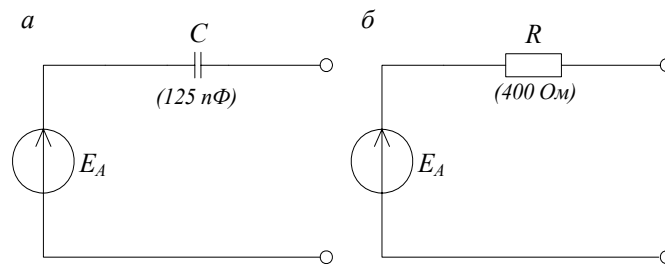


Рис. 2.2

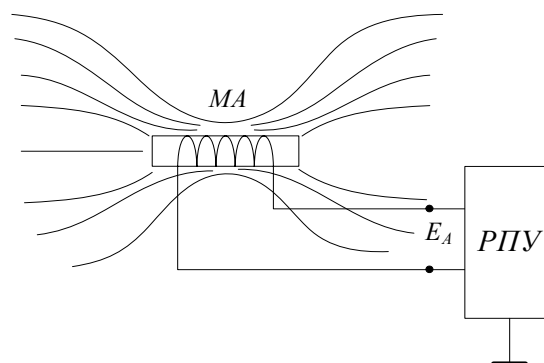


Рис. 2.3.

Среди антенн, регистрирующих  $H$ -составляющую поля, получили распространение магнитные антенны. Здесь ток, наводимый в антенне магнитным полем сигнала, пропорционален площади сечения рамки  $S$  и магнитной проницаемости среды  $\mu$ .



Эффективность приема на магнитную антенну по аналогии с электрической удобно характеризовать значением действующей высоты (рис.2.3)

$$h_d = e / E_A = 2\pi\mu S\omega / \lambda ,$$

где  $\omega$  - число витков в рамке. Действующая высота магнитной антенны невелика и не превышает 3 см. Однако, поскольку индуктивность антенны входит в контур входной цепи,  $h_d$  увеличивается пропорционально добротности ВЦ.

Хотя магнитная антенна реагирует лишь на магнитную составляющую поля сигнала, такое определение целесообразно, поскольку позволяет сравнивать приемные свойства электрической и магнитной антенн, учитывая наличие связи между  $E$  и  $H$ :  $E / H = 120\pi$ .

Следует также отметить большую помехозащищенность РПТ с магнитными антеннами по сравнению с электрическими. С одной стороны, это связано с тем, что в волновой зоне  $E_c / H_c = 120\pi$ , а равное отношение сигнал-помеха обеспечится электрической и магнитной антеннами лишь в случае, если отношение помех в месте приема составит  $120\pi$ . В действительности для волн длиннее 20 м это отношение вблизи источников помех значительно больше  $120\pi$ . С другой стороны, штырь имеет в горизонтальной плоскости круговую диаграмму направленности, а магнитная антенна - диаграмму направленности в виде восьмерки с глубоким минимумом по оси ферритового стержня, что позволяет пространственно селективировать помехи.

Настроенные антенны предназначены для работы на фиксированной частоте или в ее окрестности, не превышающей одной октавы. Простейшим типом настроенной антенны является вертикальный или горизонтальный симметричный полуволновой вибратор, называемый *диполем*.

Конструктивно симметричный полуволновой вибратор представляет собой отрезок провода или металлической трубки соответствующей длины с разрывом в центре. Диаграмма направленности диполя в плоскости, проходящей через ось в полярных координатах имеет вид восьмерки с максимумами приема в направлениях, перпендикулярных, к оси диполя, и с минимумами приема вдоль оси.

Выходное сопротивление симметричного полуволнового вибратора активно и равно 73,3 Ом, а действующая высота  $h_d = \lambda / \pi$ .

Наряду с симметричным полуволновым вибратором в диапазоне УКВ применяются *петлевые вибраторы*, имеющие чисто активное выходное сопротивление  $R_A = 300$  Ом и действующую высоту  $h_d = 2\lambda / \pi$ .

Эквивалентная электрическая схема настроенной антенны представлена на рис.2.4. Антенны подобного вида соединяют с РПТ симметричными кабелями и линиями, а также несимметричными кабелями с симметрирующими устройствами.

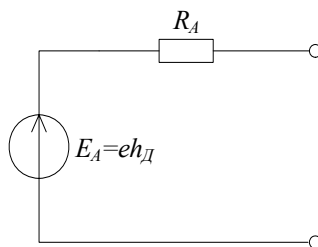


Рис. 2.4

В общем случае непосредственное подключение антенны к входной цепи приводит к ее расстройке из-за реактивности сопротивления антенны и внесению потерь за счет активной составляющей  $Z_A$  с соответствующим уменьшением добротности входной цепи и ее избирательности. Кроме того, вносимые изменения в значительной степени зависят от климатических условий, в которых работает антенн (обледенение, влажность, температура), механических воздействий на нее, места расположения. При смене антенны может оказаться, что ВЦ недопустимо расстроится, что вызовет существенное снижение уровня сигнала. Все это обуславливает необходимость тщательного согласования сопротивлений и уровней сигналов в цепях преселектора РПТ.

Входные цепи умеренно высоких частот используются в РПТ с рабочими частотами от десятков килогерц до сотен мегагерц. Антенный контур подключается к входной цепи посредством цепи связи, ослабляющей ее влияние на ВЦ. В качестве элемента связи во избежание дополнительных потерь используют в основном реактивные элементы - емкости, трансформаторы и автотрансформаторы.

В большинстве широкодиапазонных приемников используются ненастроенные антенны и одноконтурные входные цепи. Настройка ВЦ в пределах диапазона производится переменной емкостью, в качестве которой используют конденсатор переменной емкости (КПЕ), или варикап.

ВЦ с емкостной связью с антенной показана на рис.2.5,а. Изменение частоты настройки от  $f_{0\min}$  до  $f_{0\max}$  (рис.2.5,б) в пределах диапазона приводит к увеличению резонансного коэффициента передачи с ростом частоты. Увеличение резонансного коэффициента передачи обусловлено уменьшением сопротивления емкости конденсатора связи  $X_{ec} = 1/(2\pi f C_{cb})$ , а также увеличением резонансного сопротивления контура  $R_{0e} = Q_k \sqrt{L_k / C_k}$ , где  $Q_k$  - добротность контура.

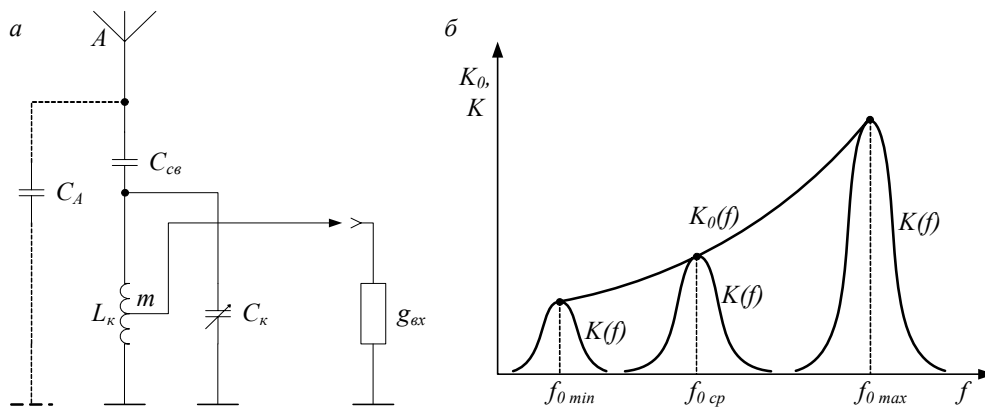


Рис. 2.5.

При этом увеличивается связь антенны с контуром и коэффициент передачи от антенны до входа первого каскада. Принимают  $C_{св} \ll C_A$ .

Коэффициент передачи для цепи с емкостной связью

$$K_0(f) = C_{св} L_к m (2\pi f_0)^2 / (\rho q_{к.экв}),$$

где  $q_{к.экв} = q_к + q_{вх} m^2$  - эквивалентная проводимость контура;  $q_к$  - проводимость контура;  $q_{вх}$  - входная проводимость УРЧ;  $m$  - коэффициент включения УРЧ в контур ВЦ.

Коэффициент перекрытия

$$K_{пер} = \frac{f_{0\max}}{f_{0\min}} = \sqrt{\frac{C'_{k\max} + C_{мон}}{C'_{k\min} + C_{мон}}},$$

где  $C'_{k\max(\min)} = C_{k\max(\min)} + \frac{C_A C_{св}}{C_A + C_{св}}$ ;  $C_{мон}$  - емкость монтажа.

Избирательность:

$$S = 10 \lg(1 + \xi^2),$$

где  $\xi$  - обобщенная расстройка.

Полоса пропускания:

$$\Pi = f_0 \rho q_{к.экв}.$$

Входные цепи с индуктивной связью с антенной (рис.2.6,а) могут иметь различные виды характеристики, в зависимости от настройки ВЦ.

Схема содержит два контура. Контур, образованный индуктивностью  $L_к$  и переменной емкостью  $C_к$ , является основным и перестраивается в диапазоне частот. Второй контур образован индуктивностью катушки связи  $L_{св}$  и емкостью антенны  $C_A$ . Резонансная частота этого контура в процессе перестройки не изменяется. Ее значение  $f_{0A} = 1/(2\pi \sqrt{L_{св} C_A})$  может быть

выбрано как внутри, так и вне диапазона перестройки. При этом различают три режима работы:

\* коэффициент передачи ВЦ уменьшается с ростом частоты в пределах диапазона - *режим удлинения* (рис.2.6,б, кривая 1);

\* коэффициент передачи ВЦ увеличивается с увеличением частоты - *режим укорочения* (кривая 2);

\* *режим резонанса* - режим настроенной антенны (кривая 3).

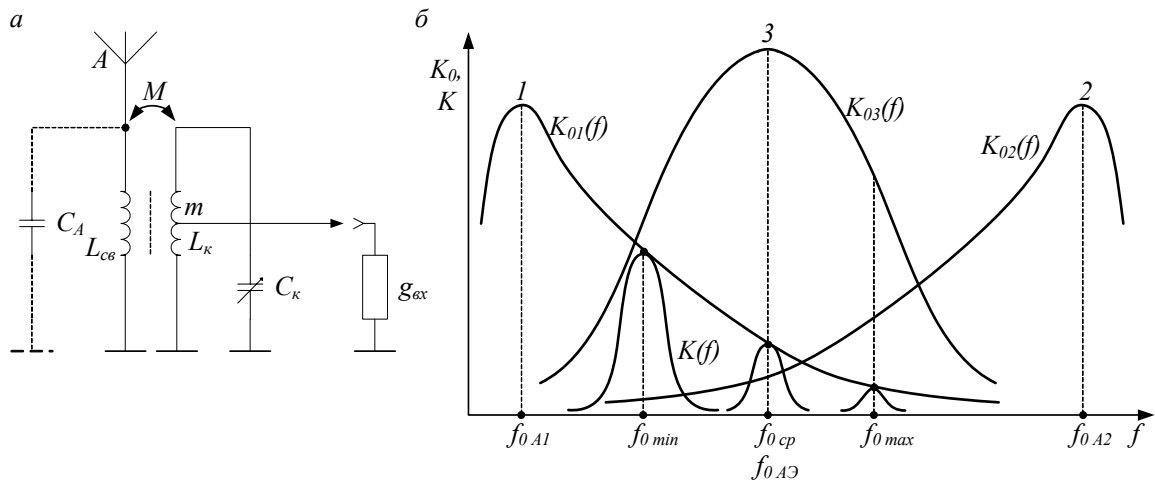


Рис. 2.6.

Практическое применение в широкодиапазонных радиоприемных устройствах нашел режим удлинения. Количественно степень удлинения оценивают коэффициентом удлинения  $K_{уд} = f_{0A} / f_{0min}$ , который составляет 0,2 - 0,8 единиц.

В этом случае коэффициент передачи ВЦ

$$K_0 = \frac{Mm}{\rho q_{к.экв} L_{cb} \left| 1 - f_{0A}^2 / f_0^2 \right|},$$

где  $f_0 = 1 / 2\pi \sqrt{L_k C_k}$  - резонансная частота ВЦ,  $K_{cb} = 0,05 - 0,2$ .

Коэффициент перекрытия

$$K_{пер} = \frac{f_{0max}}{f_{0min}} = \sqrt{\frac{C_{kmax} + C_{мон}}{C_{kmin} + C_{мон}}}.$$

Избирательность и полоса пропускания ВЦ с индуктивной связью определяются аналогично варианту ВЦ с емкостной связью.

В схеме с индуктивно-емкостной (комбинированной) связью (рис.2.7,а) происходит взаимная компенсация неравномерностей. За счет этого схема имеет более равномерную характеристику коэффициента передачи  $K_0(f)$  (рис.2.7,б), однако ослабленную селективность по побочным каналам приема.

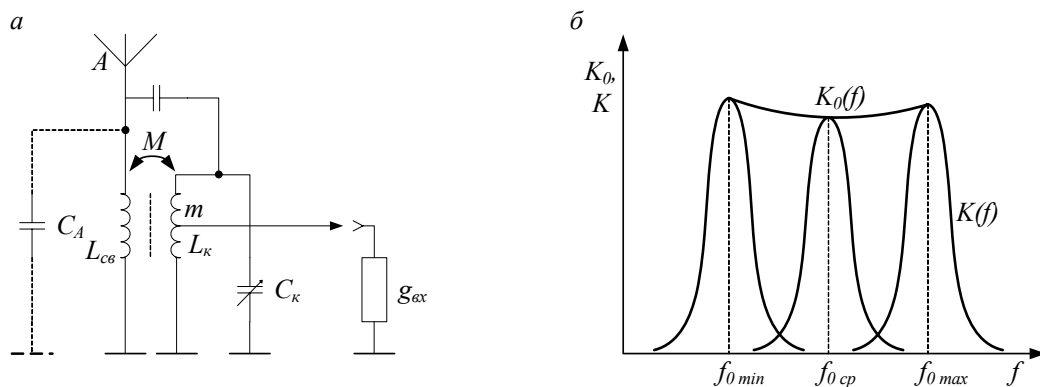


Рис. 2.7.

Для магнитных и рамочных антенн ВЦ представляет собой одиночный колебательный контур, состоящий из конденсатора переменной емкости (КПЕ) и контурной катушки, образованной индуктивностью рамки (рис.2.8). КПЕ перестраивает контур в пределах диапазона, следовательно, такая антенна всегда настроена на  $f_0$ .

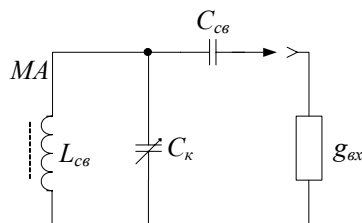


Рис. 2.8.

В диапазонах ДВ и СВ в радиовещательных РПТ применяются ферритовые сердечники с магнитной проницаемостью  $\mu=1000 - 2000$  единиц. На более высоких частотах потери в сердечнике увеличиваются, и там используют сердечники с  $\mu = 400$  единиц.

Коэффициент передачи ВЦ с магнитной антенной

$$K_0 = Q_{\text{экв}},$$

где  $Q_{\text{экв}}$  - добротность нагруженного контура ВЦ с учетом входной проводимости усилительного прибора.

Для снижения шунтирующего действия усилительного прибора контур ВЦ подключают частично (рис.3.22). Изменение действующей высоты магнитной антенны приводит к увеличению результирующего коэффициента передачи с ростом частоты.

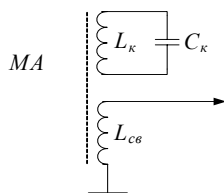


Рис. 2.9

Избирательность ВЦ с магнитной антенной рассчитывается по формуле

$$S = 10 \lg \left( 1 + \left( Q_{\text{экв}} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right)^2 \right),$$

а полоса пропускания  $\Pi = f_0 / Q_{\text{экв}}$ .

Для настроенных антенн выходное сопротивление действительное и ВЦ подключается через фидер (кабель) непосредственно, автотрансформаторно или трансформаторно (рис.2.10).

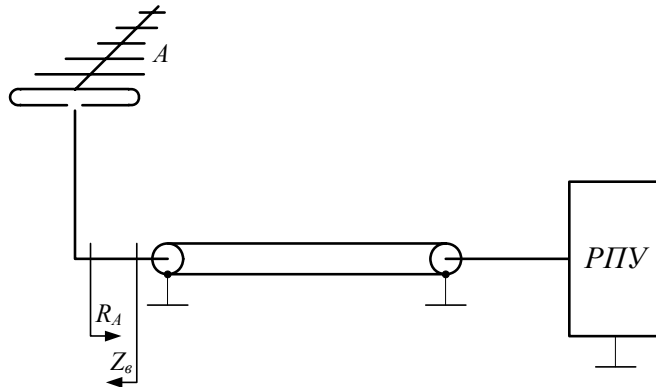


Рис. 2.10

Для ВЦ с автотрансформаторной связью при выполнении условия  $q_1 m_1^2 = q_k + q_2 m_2^2$  ВЦ согласована с настроенной антенной (рис.2.11) и  $K_0 = m_2 / (2m_1)$ .

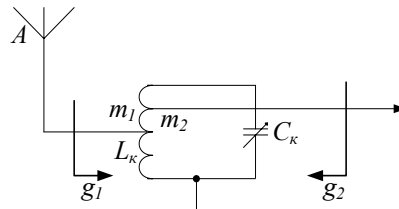


Рис. 2.11.

Для ВЦ с трансформаторной связью (рис.2.12) согласование с настроенной антенной имеет место при  $K_{св} = M / \sqrt{L_{св} L_k}$ , а, учитывая, что  $K_{св} = 0,5 \dots 0,6$ , имеем

$$K_0 = m_2 \left( 2M / \left( L_k \sqrt{1 + (2\pi f_0 L_{св} / R_A)^2} \right) \right)^{-1}.$$

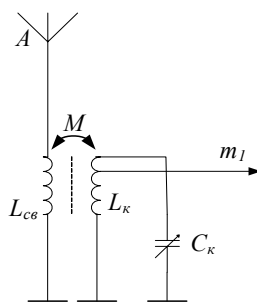


Рис. 2.12

ВЦ с трансформаторной связью позволяет обеспечить симметрирование входа РПТ простым техническим приемом - балансным включением  $L_{св}$ .

## 2.2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РПТ СВЧ ДИАПАЗОНА

При работе на частотах свыше 500 - 800 МГц катушка индуктивности контура вырождается в один неполный виток, требуемая емкость становится сравнимой с емкостью монтажа и контур превращается в отрезок линии. Поэтому в диапазоне длин волн короче 1 м в качестве колебательного контура используют *цепи с распределенными параметрами*.

В диапазоне дециметровых длин волн используют отрезки короткозамкнутых коаксиальных линий. Жесткая коаксиальная линия представляет собой две трубы, вставленные одна в другую, с общей осью симметрии. Трубы изготавливают из металла с малыми потерями на данных частотах. Длину линии изменяют короткозамкнутым поршнем. Гибкие коаксиальные линии состоят из одножильного или многожильного внутреннего проводника и металлической оболочки. В зависимости от длины линия может представлять собой емкость либо индуктивность. Входное сопротивление линии без учета потерь определяется выражением

$$Z_{вх} = j\rho \cdot \operatorname{tg}\left(2\pi \frac{l}{\lambda}\right),$$

где  $l$ -длина линии,  $\lambda$ -длина рабочей волны;  $\rho = 138 \lg(D/d)$  - волновое сопротивление линии с воздушным диэлектриком.

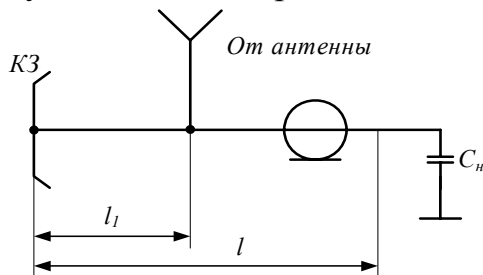


Рис. 2.13.

Колебательный контур ВЦ часто образуется отрезком коаксиальной линии с емкостью  $C_n$ , равной входной емкости усилительного элемента последующего каскада и емкости монтажа (рис.2.13). При этом реализуется автотрансформаторная связь контура с антенной. Связь контура ВЦ с антенной может быть также трансформаторной (рис.2.14,а) или емкостной (рис.2.14,б).

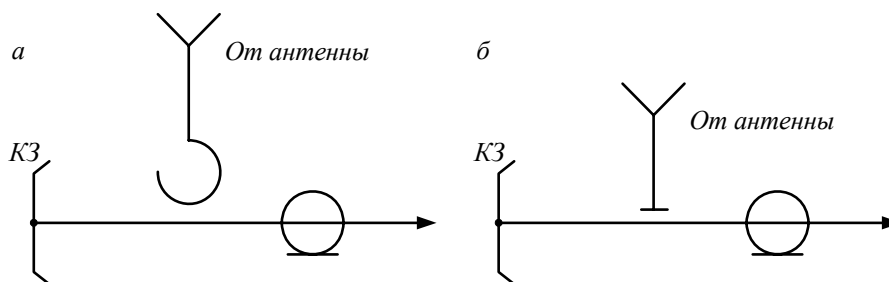


Рис. 2.14.

Резонанс в контуре обеспечивается подбором  $C_n$  либо  $l$ . В ряде случаев для подстройки используется специальный зонд, который ввинчивается в полость между внешней и внутренней трубами. Длину  $l$  подбирают, передвигая короткозамыкатель до достижения резонанса:

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{2\pi f_0 C_n \rho}.$$

Если линия получается короткой, то переходят к значению  $l' = l + \lambda_0 / 2$ . Место подключения антенного фидера от точки подключения короткозамыкателя определяют, исходя из необходимого коэффициента включения  $m_1$ :

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arcsin} \left( m_1 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} l \right).$$

Для осуществления комплексной миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры в диапазоне СВЧ широко применяют также *микророскопические линии передачи (МПЛ)*, представляющие собой металлические плоские проводники (полоски определенных размеров и формы), расположенные на слое диэлектрика - подложке (рис.2.15). Различают несимметричные МПЛ (рис.2.15,а), щелевые (рис.2.15,б) и копланарные МПЛ (рис.2.15,в). В качестве диэлектрика МПЛ используются полимеры и керамика различной диэлектрической проницаемости ( $\varepsilon = 1,5 - 30$ ). Применение диэлектриков позволяет уменьшать геометрические размеры линии в  $\sqrt{\varepsilon}$  раз. Это обеспечивает уменьшение и массы ВЦ. Входные цепи СВЧ на МПЛ конструктивно просты, технологичны и имеют высокую воспроизводимость характеристик.



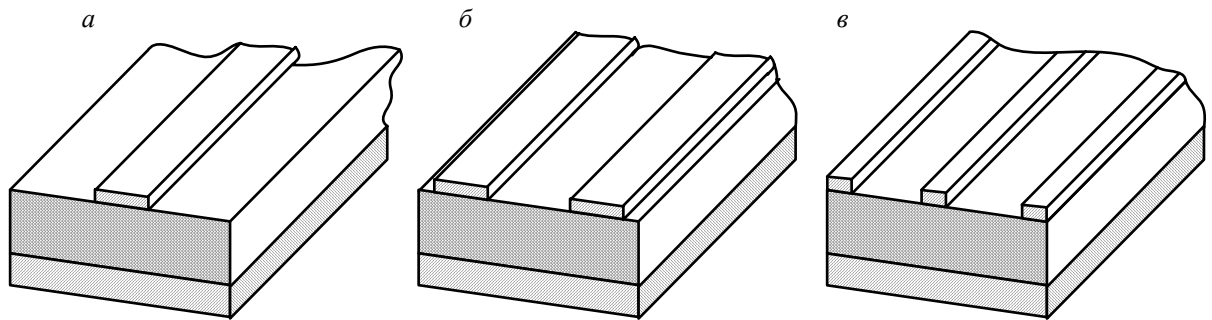


Рис. 2.15.

Схема ВЦ на МПЛ показана на рис.2.16.

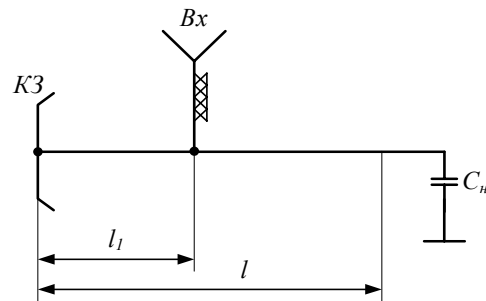


Рис. 2.16

В диапазоне сантиметровых и более коротких волн наряду с полосковыми линиями в качестве избирательных цепей применяются *объемные резонаторы*, представляющие собой замкнутый объем прямоугольной или цилиндрической формы. Внутренние стенки резонатора, как правило, полируются и покрываются слоем серебра либо золота. Размеры резонатора определяются длиной волны и диапазоном перестройки входной цепи. Связь резонатора с входным и выходным волноводами осуществляется с помощью диафрагм; степень связи зависит от размера и конфигурации отверстий (рис.2.17).

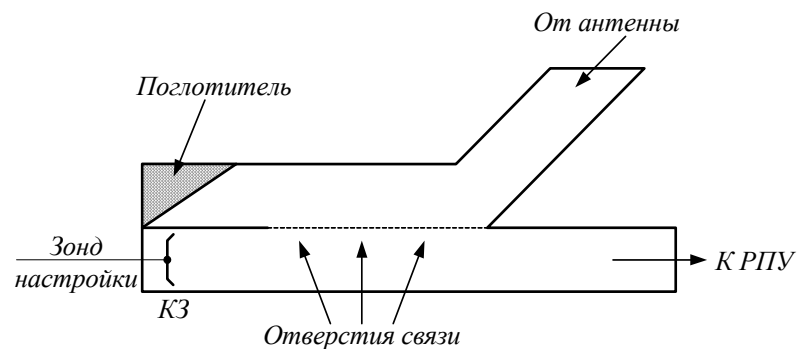


Рис. 2.17.

Перестройка в небольших пределах осуществляется ввинчивающимся зондом. Основным недостатком таких систем - большая масса и высокая стоимость.

### 2.3. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ВХОДА РПТ ОТ МОЩНЫХ ПОМЕХ

Одной из задач, решаемых во входной цепи, является обеспечение совместной работы с аппаратурой, создающей мощное мешающее радиоизлучение. Известно, что наиболее значительные наводки создаются в комплексированной аппаратуре собственными передатчиками. Так, например, приемник дуплексной радиостанции будет постоянно работать в режиме большого сигнала, вызванного собственным передатчиком. При случайной настройке РПТ и РПДУ на одну частоту влияние радиоизлучения может привести к повреждению преселектора РПТ. Серьезные помехи радиоприему создаются радиолокационными и радиорелейными станциями.

В зависимости от способа подавления мешающего напряжения все устройства защиты подразделяются на группы: избирательные, пороговые, компенсационные и аварийные. Первые три группы устройств обеспечивают защиту РПТ без прекращения приема сигналов, устройства четвертой группы предусматривают кратковременное выключение передатчика или отключение приемника от антенны.

К *избирательным устройствам защиты* относятся устройства, в которых подавление мешающего напряжения осуществляется с помощью дополнительных избирательных средств: фильтров-пробок и преселекторов.

Для большинства РПТ одним из наиболее опасных побочных каналов является канал промежуточной частоты. Обычно в РПТ этот канал фиксирован и помеху можно значительно ослабить с помощью дополнительного фильтра в цепи антенны. Фильтр, настроенный на частоту  $f_{н.к}$ , называется *фильтром-пробкой*. Сопротивление контура  $L_{\phi}C_{\phi}$  (рис.2.18) на резонансной частоте велико, что приводит к затуханию помех на  $f_{н.к}$ . Для частот сигнала этот контур сильно расстроен и его сопротивление мало.

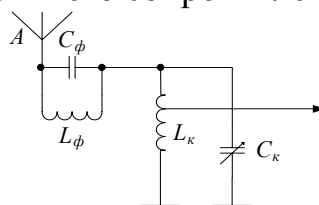


Рис. 2.18.

Другим вариантом такого фильтра является схема, показанная на рис.2.19. Индуктивность катушки  $L_{\phi}$  и емкости конденсаторов  $C_{\phi 1}$  и  $C_{\phi 2}$  выбираются из условия

$$f_{н.к} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,5C_{\phi}L_{\phi}}},$$

где  $C_{\phi} = C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$ . В этом случае напряжение  $U'$ , создаваемое током на  $C_{\phi 2}$  и напряжение  $U''$  на резисторе  $R$  взаимно противоположны по фазе и при соответствующем подборе сопротивления  $R$  по условию  $R = \rho Q/4$  могут быть скомпенсированы.

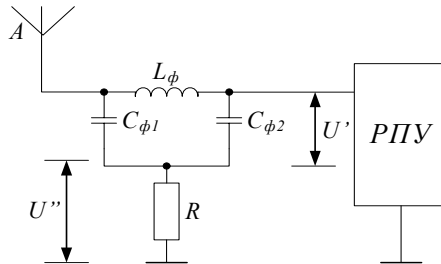


Рис. 2.19.

Для защиты входа РПТ профессионального типа, работающих в диапазонах километровых и дециметровых длин волн, от сигналов радиолокационных станций применяются специальные противолокационные фильтры, которые включаются в цепь между антенной и входным устройством и представляют собой ФНЧ, задерживающий колебания частот, превышающих 200 МГц. Фильтры выполняются на  $LC$ -элементах в виде П-образных и Г-образных звеньев. Противолокационный фильтр имеет согласованные сопротивления по антенному выходу и входу РПУ. Конструктивно фильтр выполняется в виде литого алюминиевого ввода цилиндрической формы. Размеры ввода выбираются такими, чтобы элементы фильтра ( $L$  и  $C$ ) составляли часть его конструкции.

В метровом диапазоне для повышения селективности используются спиральные резонаторы. Односекционный резонатор по принципу работы имеет сходство с коаксиальным четвертьволновым резонатором, поскольку катушка фильтра в виде однослойного соленоида (спирали) эквивалентна внутреннему проводу коаксиального резонатора, а экран - внешнему проводу (рис.2.20).

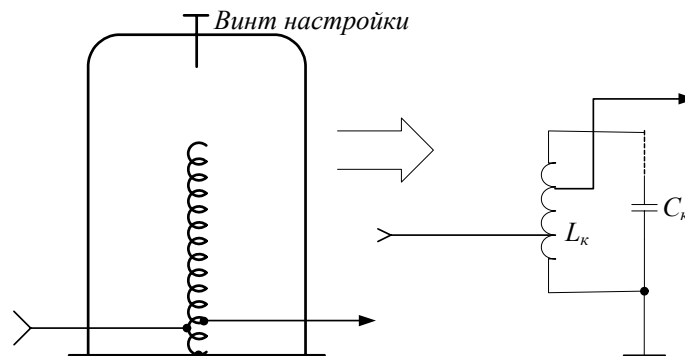


Рис. 2.20.

Экран может иметь круглую и прямоугольную форму. Один вывод спирали припаян к экрану, другой свободен. Связь с источником и нагрузкой автотрансформаторная либо трансформаторная. Если фильтр состоит из нескольких секций, то связь между секциями реализуется через щели связи (емкостный тип).

Ослабление сигналов вне полосы пропускания зависит от размеров камеры резонатора и числа камер. Чем уже полоса и выше коэффициент прямоугольности, тем больше размеры. Затухание в полосе пропускания невелико и не превышает 1 - 2 дБ, внеполосное затухание - 40 - 50 дБ. Добротность ненагруженного фильтра составляет порядка 1400 единиц.

К *пороговым устройствам защиты* относятся устройства, предохраняющие вход РПТ от перегрузки при достижении высокочастотным напряжением некоторого порога срабатывания. При малых уровнях мощности применение находят точечные *p-i-n*-диоды с параллельным разнополярным включением (рис.2.21,а). Пара диодов формирует ограничительную характеристику (рис.2.21,б) и закорачивает вход РПТ при превышении помехой уровня отпираания диодной структуры.

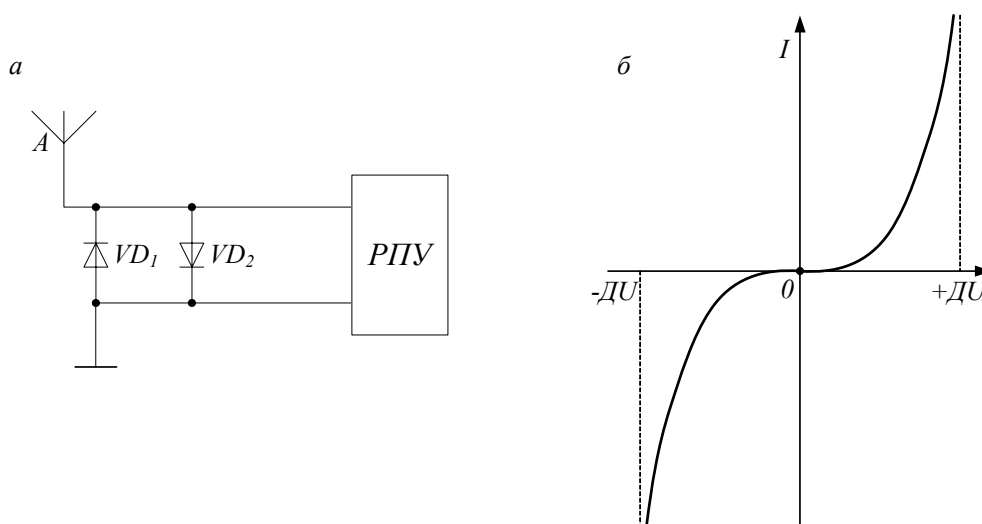


Рис. 2.21.

К *компенсационным средствам защиты* относятся устройства, в которых мешающее напряжение компенсируется напряжением того же происхождения, но приходящим другим путем - специальным кабелем с выхода местного передатчика либо через пространство между антенной передатчика и вспомогательной антенной приемника.

Для *аварийной защиты* РПТ используют разрядники, представляющие собой безнакальные двух- и трехэлектродные газонаполненные приборы, способные под действием приложенного напряжения определенной величины резко изменять проводимость и пропускать большие токи. Схема защиты входной цепи с разрядниками представлена на рис.2.22.

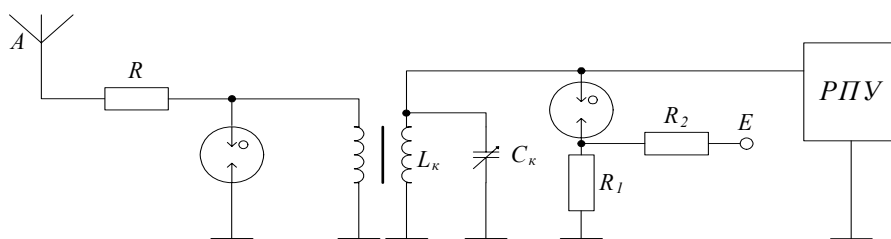


Рис. 2.22.

При попадании части мощности РПдУ или грозового разряда проводимость разрядника  $P_1$  резко меняется, что приводит к прохождению через него основной части высокочастотного тока. Разрядник, загораясь, резко ухудшает добротность контура и предотвращает дальнейший рост напряжения на нем. После окончания действия импульса разрядник будет иметь большое сопротивление и не шунтирует вход РПТ. Разрядник  $P_2$  за счет смещения все время находится на грани ионизации, что позволяет значительно повысить его быстродействие и в момент прихода фронта импульса, когда  $P_1$  еще недостаточно ионизирован, отключает вход РПТ.

## 2.4. УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Усилители радиочастоты (УРЧ), входящие в состав преселектора, предназначены для повышения реальной чувствительности РПТ. Кроме того, УРЧ могут осуществлять дополнительную фильтрацию внеполосных каналов приема. Поэтому в качестве УРЧ широко используются резонансные каскады. Типовая схема резонансного УРЧ с перестройкой содержит активный элемент  $VT$  (в качестве которого, наряду с биполярным транзистором, может быть использован полевой транзистор либо интегральный усилитель) и перестраиваемую одноконтурную (рис. 2.23) или реже двухконтурную фильтрующую систему. Контур резонансного УРЧ выполняется идентичными контурам входной цепи для обеспечения одноручечной настройки. Связь УРЧ с входной цепью осуществляется трансформатором  $T$ , что позволяет исключить шунтирующее влияние базового делителя. Режим транзистора определяется базовым делителем и эмиттерным сопротивлением  $R_э$ , выполняющим также стабилизацию режима каскада по постоянному току. Блокировочная емкость  $C_{бл}$  в эмиттерной цепи устраняет действие отрицательной последовательной обратной связи по переменному току. Коллекторный контур ( $L_к C_к$ ) является нагрузкой каскада.

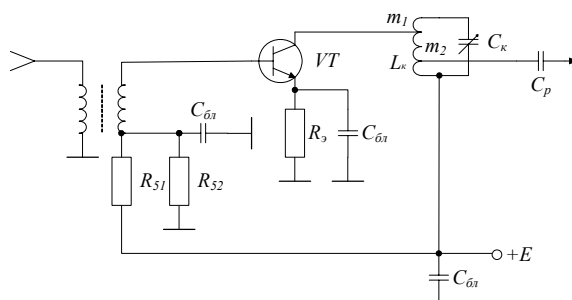


Рис. 2.23.

Коэффициент усиления каскада при полном включении транзистора в контур определяется произведением высокочастотной крутизны и эквивалентного резонансного сопротивления  $R_{0e.экв}$ :  $K_0 = Y_{21} R_{0e.экв}$ , где  $R_{0e.экв} = \rho Q_{экв}$ ;  $\rho = 2\pi f_0 L_k$ ;  $Q_{экв}$  - эквивалентная добротность контура.

Подключение транзистора непосредственно к контуру вызывает изменение его параметров, поскольку входная и выходная проводимости транзистора  $VT$  комплексны. За счет активных составляющих выходной и входной проводимостей уменьшается эквивалентное сопротивление контура:

$$R_{0e.экв} = (1/R_{0e} + 1/R_{вых} + 1/R_{вх})^{-1},$$

что приводит к снижению коэффициента усиления каскада и расширению полосы пропускания. Влияние реактивной составляющей (обычно емкостного характера) проявляется в изменении резонансной частоты контура:

$$\Delta f = -\frac{1}{2} f_0 \frac{\Delta C}{C}.$$

Для обеспечения необходимой стабильности, устойчивости и селективности, а также реализации условий согласования по мощности, шумам или ДД используют неполное включение транзисторов с коэффициентами включения  $m_1$  и  $m_2$  по входу и выходу соответственно. Тогда коэффициент усиления изменяется:

$$K_0 = Y_{21} R_{0e.экв} m_1 m_2,$$

где  $R_{0e.экв} = (1/R_{0e} + m_1^2/R_{вых} + m_2^2/R_{вх})^{-1}$ , а  $R_{0e} = \rho Q_k$ .

Значения коэффициентов включения  $m_1$  и  $m_2$  определяются отношением витков для автотрансформаторного включения (рис.2.24, а), отношением витков ( $m$ ) и коэффициентом связи ( $K_{св}$ ) обмоток для трансформаторного включения (рис.2.24, б) и отношением емкостей  $C_1$  и  $C_2$  при внутриемкостной связи (рис.2.24,в).

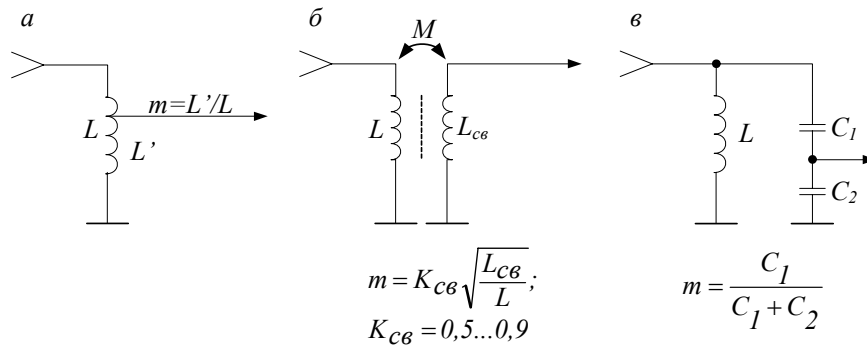


Рис. 2.24.

При шунтировании контура резистором  $R$  сопротивление потерь в нем увеличивается на  $\Delta R$  (рис. 2.25):

$$\Delta R = \rho^2 / R,$$

где  $\rho = \sqrt{L/C}$  - волновое сопротивление контура.

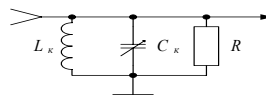


Рис. 2.25.

При этом  $Q_{\text{экв}} = \frac{Q_{\text{к}}}{1 + R_{0e} / R}$ . В результате перестройки в диапазоне частот

происходит изменение резонансного коэффициента усиления в зависимости от рабочей частоты диапазона (рис. 2.26). Этот эффект становится очевидным после записи выражения для коэффициента усиления в ином виде:

$$K_0 = m_1 m_2 Y_{21} Q_{\text{экв}} \cdot 2\pi f_0 L.$$

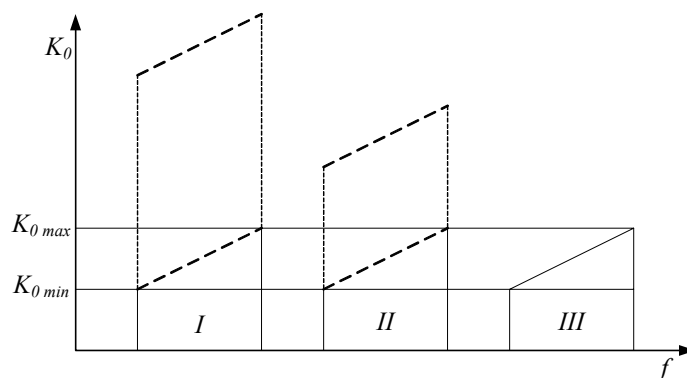


Рис. 2.26.

Теперь заметно, что коэффициент изменяется пропорционально частоте. Поскольку УРЧ работают в различных диапазонах, определяемых

индуктивностью контура, коэффициент передачи резонансных УРЧ весьма неравномерен. Чтобы уравнивать значения коэффициента усиления, подбирают коэффициент включения активного элемента в контур для каждого диапазона. Например, полагают, что в третьем диапазоне  $m_1 = 1$ , во втором  $m_1 < 1$  и в первом  $m_1 \ll 1$ . В результате коэффициент усиления в каждом диапазоне будет иметь одинаковые значения на крайних частотах и изменяться от  $K_{0\min}$  до  $K_{0\max}$  (рис. 2.26).

Избирательность и полоса пропускания УРЧ, так же как и входной цепи, определяются эквивалентными параметрами контура:

$$S = 10 \lg(1 + \xi^2) = 10 \lg \left( 1 + Q_{\text{экв}}^2 \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2 \right); \quad \Pi = f_0 / Q_{\text{экв}}.$$

При расчетах резонансных УРЧ эквивалентную добротность  $Q_{\text{экв}}$  выбирают из двух условий: обеспечения заданной избирательности по зеркальному каналу и обеспечения при этом необходимой полосы пропускания. Выражение, связывающее полосу пропускания  $\Pi$  и заданное ослабление на краях полосы пропускания, имеет вид

$$\Pi = \frac{f_0}{Q_{\text{экв}}} \sqrt{\sigma^2 - 1},$$

где  $\sigma$  определяет частотные искажения сигнала на границе полосы. Если полоса определяется на уровне 0,707, т.е.  $\sigma = 1,41$ , то  $\Pi = f_0 / Q_{\text{экв}}$ .

Коэффициент шума резонансного УРЧ определяется выражением:

$$K_{ш} = 1 + \frac{r'_o}{R_2} + \sqrt{\beta^{-1}},$$

где  $r'_o$  - распределенное сопротивление базы транзистора (которое обычно составляет 15...120 Ом);  $R_2$  - эквивалентное сопротивление генератора, пересчитанное в базовую цепь  $VT$ ;  $\beta$  - коэффициент  $VT$  по току.

Верхняя граница динамического диапазона УРЧ  $U_{\text{вх max}} \leq \varphi_T$ . Динамический диапазон резонансного УРЧ составляет небольшую величину, которая обычно не превышает 60...70 дБ.

В технике радиоприема применяются и резонансные неперестраиваемые УРЧ. Такие усилители имеют согласованные с трактом входной и выходной импедансы. Согласование производится  $LC$ -цепями (рис. 2.27).

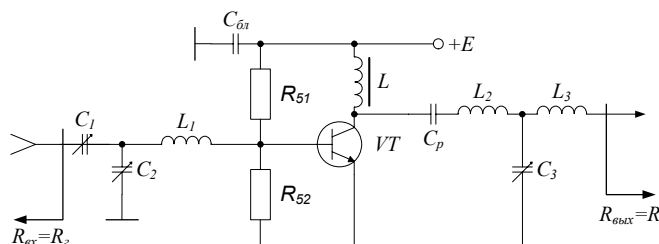


Рис. 2.27.



Резисторы  $R_{\beta 1}$ ,  $R_{\beta 2}$  образуют делитель напряжения, обеспечивают базовое смещение транзистора и электрическую стабильность усилителя.

Для повышения устойчивости УРЧ на коллектор транзистора надевают ферритовую бусину. В ряде конструкций для повышения устойчивости и линейности передаточной характеристики в качестве активного элемента используется каскодное включение транзисторов. Селективные свойства каскада аналогичны предыдущим, а реализуемый коэффициент усиления больше.

Наряду с резонансными УРЧ в РПТ применяются и широкополосные УРЧ. Используются согласованные ( $R_{ex}=R_2$ ,  $R_{вых}=R_H$ ) и несогласованные ( $R_{ex}\gg R_2$ ,  $R_{вых}\ll R_H$ ) каскады.

Широкополосный УРЧ с диссипативными параллельно-последовательными обратными связями (рис. 2.28) представляет собой согласованный каскад. Последовательная ( $R_E$ ) и параллельная ( $R_F$ ) обратные связи позволяют стабилизировать входные и выходные сопротивления УРЧ:

$$R_{ex} = \frac{R_E(R_2 + R_H)}{R_E + R_H}; \quad R_{вых} = \frac{R_E(R_F + R_2)}{R_E + R_2}$$

При этом коэффициент передачи каскада равен

$$K = \frac{R_H(R_F + R_E)}{R_E(R_F + R_H)}$$

и составляет 5 - 22 дБ.

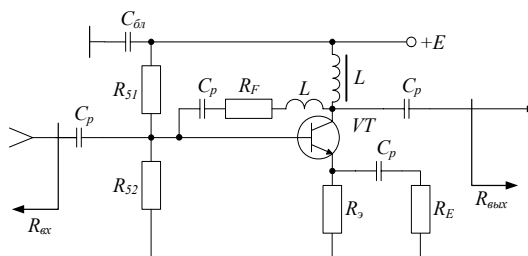


Рис. 2.28.

Для регулировки АЧХ в области высоких частот в цепь параллельной обратной связи вводят небольшую индуктивность  $L$ . Рабочая точка транзистора задается базовым делителем и резистором  $R_3$ , стабилизирующим режим каскада по постоянному току. Дроссель обеспечивает питание коллекторной цепи и выбирается из условия слабого шунтирования нагрузки по высокой частоте.

Коэффициент шума каскада равен

$$K_{ш} = K_{ш.м} \left( 1 + \frac{R_2}{R_F} + \frac{R_E}{R_2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_F} \right)^2 \right),$$

и составляет 4 - 10 дБ, что несколько хуже, чем у резонансных УРЧ. Каскад имеет неплохие характеристики по линейности благодаря использованию отрицательных обратных связей:  $U_{ex\max} \approx \varphi_T + I_K R_E$ . Так, например, при кол-

лекторных токах 10 - 60 мА верхняя граница ДД составляет десятки милливольт, а параметр нелинейности  $IP_{вых3} = -5 \dots +17$  дБм.

Отрицательные обратные связи позволяют эффективно стабилизировать импедансы в присоединительных сечениях и реализовывать широкополосные усилительные каскады. Однако диссипативные цепи ухудшают коэффициент шума транзисторной цепи, что в ряде случаев, например при сверхдальнем приеме, может оказаться недопустимым. В этих случаях целесообразно использование реактивных обратных связей, т.е. обратных связей с реактивными элементами - трансформаторами и иногда конденсаторами.

Схема с одиночным транзистором показана на рис. 2.29. Транзистор включен по схеме с общей базой. Трансформатор  $T$  охватывает транзистор последовательно-параллельной связью, стабилизирующей коэффициент передачи и присоединительные импедансы каскада:

$$K \approx n; R_{вх} \cong (n+1)R_H / n^2; R_{вых} \cong n^2 R_c / (n+1).$$

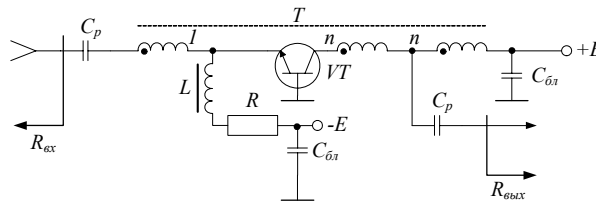


Рис. 2.29.

Глубокая обратная связь в значительной степени линеаризует передаточную характеристику каскада. Так, типовой параметр линейности составляет 16 - 39 дБм для токов 30-60 мА, а точка компрессии - 3-10 дБм. При этом коэффициент шума не превышает 1,2 - 4 дБ, что примерно соответствует шумам одиночного транзистора.

Вследствие сильной связи входа и выхода за счет трансформаторной обратной связи для устойчивой работы каскада необходимо в присоединительных сечениях обеспечить широкополосное согласование нагрузочных импедансов ( $R_c$  и  $R_H$ ).

В ряде случаев в РПТ требуются согласованные каскады, работающие на произвольную нагрузку. Тогда находит применение резисторный каскад на полевом транзисторе. Схема содержит мощный полевой транзистор, включенный по схеме с общим затвором (рис. 2.30).

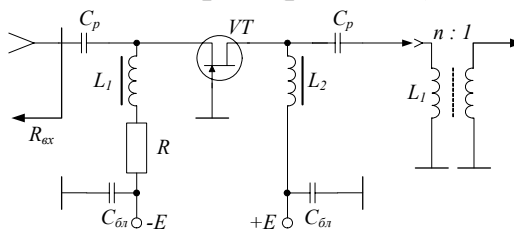


Рис. 2.30.

Как известно, входное сопротивление полевого транзистора по схеме с общим затвором равно  $1/Y_{21}$  и чрезвычайно широкополосно (от низких частот до  $0,5 - 0,7f_T$ ). Выбирая активный элемент с соответствующей крутизной, можно обеспечить сверхширокополосное согласование во входном сечении и работу каскада на произвольные нагрузки с  $R_n$  передачей  $K \approx Y_{21}R_n$  (обычно 10-15 дБ). Шумы каскада определяются шумами транзистора и  $R_2$ : ( $K_{ш} = 1 + 0,75/(Y_{21}R_2)$ ) и невелики ( $K_{ш} = 1,5 \dots 10$ ).

Иногда при необходимости увеличения коэффициента передачи в стоковой цепи транзистора устанавливают трансформатор.

Кроме широкополосных согласованных по входу каскадов, в РПТ требуются каскады, согласованные только по выходу, например в преселекторах, работающих с несогласованными антеннами, и в цепях усиления колебания гетеродина. Здесь применяется каскад с общим эмиттером, охваченный глубокой последовательной обратной связью по напряжению, которая выполнена на трансформаторе (рис. 2.31).

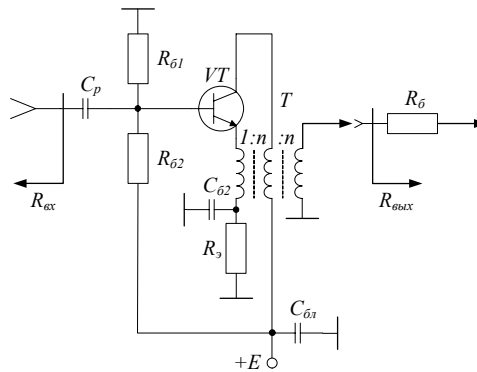


Рис. 2.31.

Резисторы в цепи смещения ( $R_{б1}$ ,  $R_{б2}$ ) совместно с  $R_3$  задают режим работы каскада по постоянному току. Входное сопротивление велико:  $R_{вх} \approx \beta n(R_n + \beta/Y_{21})$ , а выходное мало:  $R_{вых} \approx \beta^{-1}n(R_2 + \beta/Y_{21})$ . Коэффициент передачи по напряжению  $K=n$  и составляет 2 ... 12 дБ. Коэффициент шума каскада 5 - 15 дБ, параметр нелинейности  $IP_{вых}^3 = 21 \dots 46$  дБ.

## 2.5. УСИЛИТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ ДИАПАЗОНА

В УРЧ СВЧ диапазона в качестве колебательных контуров используют линии и цепи с распределенными параметрами, а в качестве активных элементов – малошумящие полупроводниковые компоненты и лампы. Наиболее простыми являются резонансные усилители на диодах и транзисторах.

Принцип работы диодного *параметрического усилителя* (ПУ) основан на преобразовании энергии высокочастотного генератора накачки в энергию полезного сигнала, осуществляемом с помощью реактивных элементов,

параметры которых изменяются периодически под воздействием управляющего высокочастотного напряжения. Впервые параметрические явления были исследованы Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси.

Различают емкостные и индуктивные ПУ. Для управления индуктивностью ферритов необходимо использовать постоянное магнитное поле, что затрудняет их применение в РПТ. Емкостные ПУ реализуют на варикапах.

Напряжение  $U$  и заряд  $q$  связаны соотношением  $U = q/C$ . Если от этого выражения взять дифференциал ( $dU = -\frac{q}{C^2}dC = -U\frac{dC}{C}$ ), то для малых приращений  $C$  и  $U$  можно считать, что  $\Delta U = dU$  и  $\Delta C = dC$ , откуда  $\frac{\Delta U}{U} = -\frac{\Delta C}{C}$ .

Графики изменения емкости варикапа  $C(t)$  под действием периодического напряжения  $U(t)$  представлены на рис.2.32.

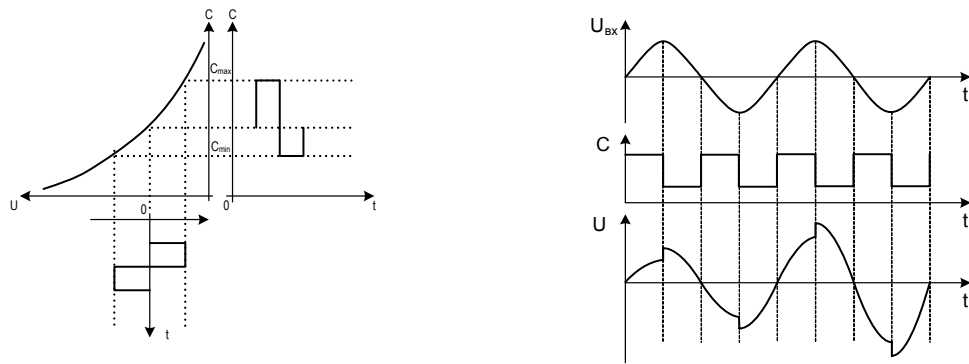


Рис.2.32.

Под действием приложенного напряжения емкость варикапа изменяется по периодическому закону, принимая значения от  $C_{\min}$  до  $C_{\max}$ .

Емкость перехода варикапа определяется зависимостью:

$$C = C_0 \left( 1 - \frac{U_{\text{обр}}}{\Phi_K} \right)^{-n},$$

где  $U_{\text{обр}} = U_{\text{см}} + U_0 \cos \omega_0 t$ ;  $\Phi_K$  - контактная разность потенциалов; 0,4÷0,5 В для германия, 0,8÷1,0 В для кремния и 1,0÷1,2 В для арсенида галлия;  $n$  - параметр, который зависит от характеристик р-п-перехода и равен 1/2 для структур с резким и 1/3 для структур с плавным переходом.

Так как емкость является периодической функцией времени, то ее можно представить в виде ряда Фурье

$$C = C_0 + C_1 \cos \omega_0 t + C_2 \cos(2\omega_0 t) + \dots \approx C_0 + C_1 \cos \omega_0 t = C_0 (1 + m_c \cos \omega_0 t),$$

где  $m_c=C_1/C_0$  – коэффициент вариации емкости. Это выражение в комплексном виде записывается как  $C = C_0 + \frac{C_1}{2}e^{j\omega_0 t} + \frac{C_1^*}{2}e^{-j\omega_0 t}$ , где  $C_1 = C_1 e^{j\varphi_0}$ .

Эквивалентная схема ПУ представлена на рис. 2.33. Исходя из баланса мощностей в замкнутой системе, можно записать

$$\Sigma P = P_1 + P_0 + P_2 = W_1 f_1 + W_0 f_0 + W_2 f_2 = 0,$$

где учтено соотношение между мощностью, выделяемой или потребляемой на соответствующей частоте, и энергией:  $W=P/f$ .

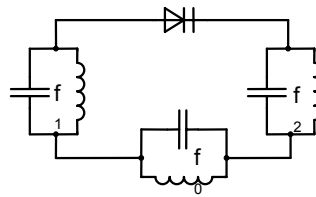


Рис. 2.33.

Рассмотрим случай, когда  $f_0=f_1+f_2$ . Подставим это значение частоты в выражение для баланса мощностей:

$$W_1 f_1 + W_0(f_1+f_2) + W_2 f_2 = 0.$$

После группировки получаем:

$$f_1(W_1+W_0) + f_2(W_2+W_0) = 0.$$

В результате можно записать систему уравнений, удовлетворяющую балансу мощностей в следующем виде:

$$\begin{cases} W_1 + W_0 = 0 \\ W_2 + W_0 = 0 \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} \frac{P_1}{f_1} + \frac{P_0}{f_0} = 0, \\ \frac{P_2}{f_2} + \frac{P_0}{f_0} = 0. \end{cases}$$

Эта система уравнений известна как уравнения Менли-Роу по имени И.Мэнли и Г.Роу, которые первыми их получили.

Анализируя полученные результаты, нетрудно сделать вывод, что, если мощность сигнала накачки  $P_0 > 0$ , то из первого уравнения следует  $P_1 < 0$ . Отрицательная мощность означает выделение дополнительной мощности на частоте  $f_1$  за счет отрицательного сопротивления. Происходит усиление сигнала на частоте  $f_1$  за счет параметрического эффекта. Такой усилитель называется регенеративным двухконтурным ПУ. Выходной контур (настроенный на частоту  $f_2$ ) при этом называется холостым и к нагрузке обычно не подключается, так как усиленный сигнал снимается с входного контура, что характерно для усилителя отражательного типа.

Из второго уравнения при  $P_0 > 0$  следует, что  $P_2 < 0$ . То есть, возможно выделение дополнительной мощности и усиление на частоте  $f_2$ . В этом случае выходной сигнал снимается с выходного контура, а усилитель становится регенеративным усилителем-преобразователем проходного типа. Рассмотрим случай, когда  $f_2 = f_0 + f_1$ . В этом случае  $f_0 = f_2 - f_1$  и мы получаем:

$$\begin{aligned} W_1 f_1 + W_2 f_2 + W_0 (f_2 - f_1) &= 0, \\ f_1 (W_1 - W_0) + f_2 (W_2 + W_0) &= 0. \end{aligned}$$

Система уравнений Менли-Роу в этом случае имеет вид

$$\begin{cases} W_1 - W_0 = 0, \\ W_2 + W_0 = 0 \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} \frac{P_1}{f_1} - \frac{P_0}{f_0} = 0, \\ \frac{P_2}{f_2} + \frac{P_0}{f_0} = 0. \end{cases}$$

При  $P_0 > 0$  в этом случае из первого уравнения  $P_1 > 0$  и на частоте  $f_1$  усиление невозможно. Из второго же уравнения по-прежнему следует  $P_2 < 0$ , т.е. усиление на частоте  $f_2$ . Усилитель в этом случае называется нерегенеративным повышающим усилителем-преобразователем (стабильный усилитель-преобразователь).

Коэффициент передачи по мощности в случае усилителей-преобразователей проходного типа определяется из уравнений Менли-Роу. Так как

$$\left| \frac{P_0}{f_0} \right| = \left| \frac{P_1}{f_1} \right|$$

из первых уравнений Менли-Роу, то после подстановки во вторые уравнения получаем  $\left| \frac{P_2}{f_2} \right| = \left| \frac{P_1}{f_1} \right|$ ,

откуда следует, что  $K_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{f_2}{f_1}$ .

Таким образом, изменение емкости варикапа приводит к изменению напряжения, следовательно, уменьшая емкость на  $\Delta C$ , можно обеспечить увеличение напряжения на диоде на  $\Delta U$ . Если при максимуме напряжения сигнала уменьшать емкость варикапа напряжением накачки, а при напряжении сигнала, близком к нулю, увеличивать ее до исходного значения, то будет иметь место эффект усиления.

Схема двухконтурного ПУ на дискретных элементах с сосредоточенными параметрами приведена на рис. 2.34, а. Схема двухконтурного ПУ на элементах с распределенными параметрами приведена на рис. 2.34, б, где обозначено: 1 – ферритовый циркулятор; 2 –

трансформирующий отрезок длиной  $\lambda_c/4$ ; 3,6 – отрезки разомкнутой линии длиной  $\lambda_0/4$ ; 4 – варакторный диод; 5 – короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии длиной  $\lambda_c/4$  и  $3\lambda_0/4$  (параллельный колебательный контур и на частоте сигнала, и на частоте накачки); 7 – источник смещения (выбор рабочей точки).

Если  $f_0=2f_1$ , то для регенеративного усилителя-преобразователя  $f_2= f_0 - f_1 = 2f_1 - f_1 = f_1$ . Последнее равенство означает следующее. Так как частота преобразованного сигнала и частота входного сигнала совпадают, то необходимости в выходном контуре нет. Его функции может выполнить уже имеющийся входной контур. В результате двухконтурный регенеративный ПУ превращается в одноконтурный, иначе называемый вырожденным двухконтурным регенеративным ПУ. Функции выходного контура в нем выполняет входной контур.

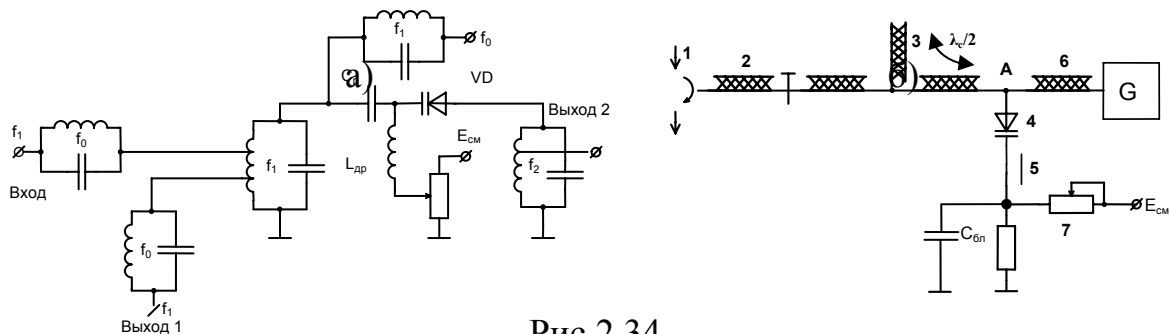


Рис.2.34.

Схема одноконтурного ПУ состоит из варикапа  $VD$ , резонансной системы  $L_1C_1$ , цепи связи генератора накачки  $L_2C_2$  и трансформаторной цепи связи с источником сигналов (рис.2.35, а). Источник смещения ( $R_1, R_2$ ) определяет выбор рабочей точки варикапа  $VD$ . Блокировочная емкость  $C_{бл}$  шунтирует по высокой частоте резистивный делитель. Требуемое значение коэффициента усиления определяется трансформатором  $T$ . Для предотвращения потерь сигнала в цепи генератора накачки служит режекторный фильтр  $L_2C_2$ , настроенный на частоту  $f_c$ .

Вариант одноконтурного ПУ на полосковых линиях представлен на рис. 2.35,б, где обозначено: 1 – ферритовый циркулятор; 2 – трансформирующий отрезок длиной  $\lambda_c/4$ ; 3, 6 – отрезки разомкнутой линии длиной  $\lambda_0/4$ ; 4 – короткозамкнутый отрезок линии длиной менее  $\lambda_c/4$  (индуктивность); 5 – варакторный диод; 7 – источник смещения (выбор рабочей точки).

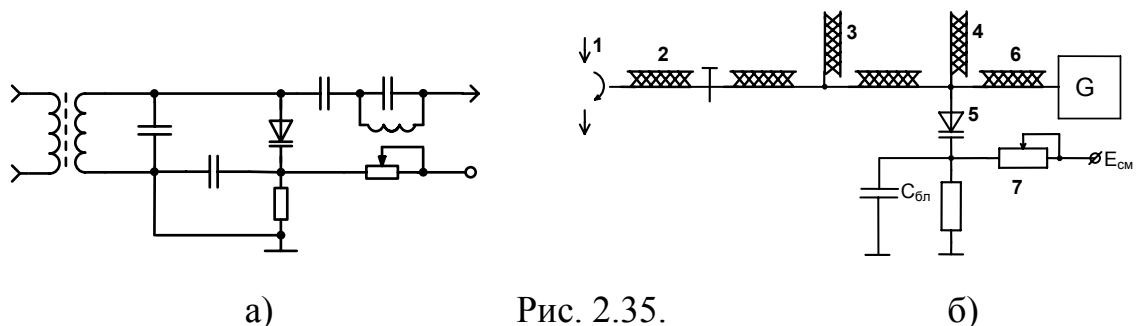


Рис. 2.35.

Несложно показать, что параметрический эффект в структуре, представленной на рис. 2.35, сопровождается появлением отрицательной активной составляющей полной входной проводимости.

Входной ток цепи по закону Ома равен

$$I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} Y.$$

Входное напряжение можно записать в следующем виде

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}} &= \frac{1}{2} U_1 (e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} + e^{-j(\omega_1 t + \varphi_1)}) = \\ &= \frac{1}{2} U_1 e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} (1 + e^{-j(2\omega_1 t + 2\varphi_1)}) = \frac{U_{\text{ВХ}}}{2} (1 + e^{-j(2\omega_1 t + 2\varphi_1)}). \end{aligned}$$

Входная проводимость должна определяться на частоте входного сигнала  $\omega_1$ . В данном случае она определяется цепью, состоящей из емкости, величина которой изменяется по закону опорного колебания. Проводимость цепи равна:

$$Y = j\omega_1 [C_0 + \frac{1}{2} C_1 (e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} + e^{-j(\omega_0 t + \varphi_0)})].$$

В результате подстановки и выделения составляющих с частотами  $\omega_1$  и  $(\omega_0 - 2\omega_1)$  получим

$$I_{\text{ВХ}} = j \frac{U_{\text{ВХ}}}{2} \omega_1 [C_0 + \frac{C_1}{2} e^{j(\omega_0 - 2\omega_1)t} e^{j(\varphi_0 - 2\varphi_1)}],$$

откуда получаем для входной проводимости

$$Y_{\text{ВХ}} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = j \frac{1}{2} \omega_1 [C_0 + \frac{C_1}{2} e^{j(\omega_0 - 2\omega_1)t} e^{j(\varphi_0 - 2\varphi_1)}] = g_{\text{ВХ}} + j b_{\text{ВХ}}.$$

Применяя формулу Эйлера, не трудно записать:

$$g_{\text{ВХ}} = -\frac{\omega_1 C_1}{4} \sin[(\omega_0 - 2\omega_1)t + \varphi_0 - 2\varphi_1]$$

$$b_{\text{ВХ}} = j \frac{\omega_1}{2} \{C_0 + \frac{C_1}{2} \cos[(\omega_0 - 2\omega_1)t + \varphi_0 - 2\varphi_1]\}.$$

Из полученных выражений видно, что для получения отрицательного активного сопротивления необходимо выполнение условия  $(\omega_0 - 2\omega_1) = 0$ , причем максимальное его значение наблюдается при  $\varphi = \varphi_0 - 2\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$  (рис.2.36).

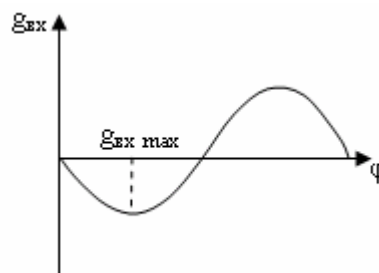


Рис.2.36.

Коэффициент шума в наилучших условиях для УРС отражательного



типа равен  $K_{ш} \approx 1 + f_1/f_2$ , для проходного типа усилителей-преобразователей  $K_{ш} \approx 1 + 4f_1/f_2$ .

Регенерация потерь и колебательном контуре может быть осуществлена также с помощью электронных приборов с "падающим" участком вольт-амперной характеристики (рис.2.37).

На этом участке дифференциальная проводимость  $g = di/dU < 0$ . Такой ВАХ обладают обычные туннельные диоды (ТД) (диоды Эсаки) и резонансно-туннельные диоды (РТД) на основе двухбарьерных гетероструктур. Усилители на туннельных диодах впервые появились в 1959 г. Квантово-механический характер процессов управления током обуславливает их высокое быстродействие.

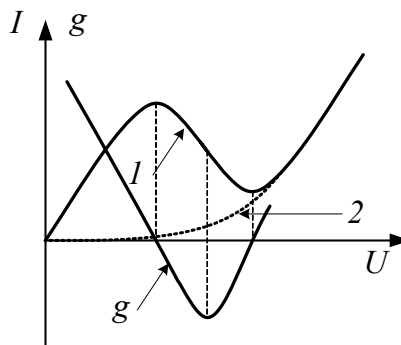


Рис. 2.37.

При подаче напряжения смещения происходит свободный переход зарядов (туннелирование) из одной области p-n перехода в другую за счет туннельного эффекта (кривая 1). При увеличении прямого смещения потенциальный барьер уменьшается и ТД начинает работать как обычный диод (кривая 2). Отрицательная проводимость выполняет роль активного элемента, обеспечивающего компенсацию потерь в контуре. Энергия источника служит для этой компенсации.

Электрическая схема усилителя содержит ТД (VD), цепь питания, делитель  $R_0$  и контур. В нижней части диапазона СВЧ возможна реализация УРС на дискретных компонентах (рис.2.38, а), а в верхней - в волноводном исполнении (рис.2.38, б).

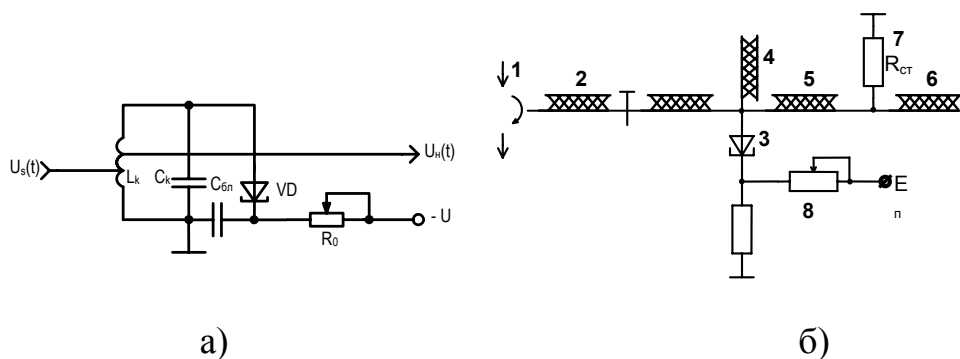


Рис.2.38.

На рис. 2.38, б: 1 – ферритовый циркулятор; 2, 5, и 6 – трансформирующие

отрезки длиной  $\lambda/4$ ; 3 – туннельный диод; 4 – короткозамкнутый отрезок линии длиной менее  $\lambda/4$  (индуктивность); 7 – низкоомный стабилизирующий резистор для подавления генерации в нежелательном диапазоне частот; 8 – источник смещения (выбор рабочей точки).

Рабочая точка в схеме питания определяется уравнениями  $I = f(U)$  и  $E_0 = U + IR_0$ , где  $I$  – ток через диод,  $R_0$  – делитель в цепи смещения диода.

Меняя наклон нагрузочной характеристики изменением напряжения питания  $U$  и  $R_0$ , добиваются ее совпадения с падающим участком ВАХ диода. Тогда в рабочей точке выполняются условия:

$$|G_\partial| = \frac{dI}{dU} = \frac{1}{|R_\partial|} < \frac{1}{R_0}.$$

Последнее соотношение определяет требования к внутреннему сопротивлению источника постоянного тока, Учитывая, что  $Y_{21} = 10...25$  мСм, а  $R_0 = 40...100$  Ом, принимают  $R_0 < 10$  Ом.

Реализуемое на практике значение  $K_p$  ограничено устойчивостью и составляет 10...30 дБ. Основные шумы имеют дробовой характер, а коэффициент шума составляет несколько децибел.

Наилучшую чувствительность в СВЧ диапазоне позволяют получать *квантовые парамагнитные усилители* (КПУ).

Принцип КПУ был разработан в 1955 году Басовым и Прохоровым и основан на упорядоченном применении энергии в парамагнитных кристаллах. Известно, что элементарные частицы вещества могут обладать определенными дискретными значениями внутренней энергии, которая зависит как от внутренних состояний системы, так и от воздействия на них внешних электрических и магнитных помех. Изменение энергии частиц может происходить только скачками. При переходе с более низкого на более высокий уровень частица поглощает энергию, а с высокого на низкий – отдает в виде электромагнитных колебаний. Частота этих колебаний определяется условием Бора:

$$f_{m,n} = \frac{E_n - E_m}{h},$$

где  $h = 6.62 \cdot 10^{-34}$  Дж·с - постоянная Планка;  $E_n$  и  $E_m$  - энергетические уровни.

В ряде случаев энергетический интервал между уровнями соответствует частотам радиодиапазона. Переходы между уровнями парамагнитных ионов, находящихся в магнитном поле, соответствуют колебаниям, частоты которых заключены в интервале от метрового до сантиметрового диапазона длин волн, причем частота колебаний зависит от силы поля.

В естественном состоянии любая физическая система стремится к состоянию с минимальной внутренней энергией. В соответствии с законом Больцмана наибольшее количество частиц располагается на нижнем энергетическом уровне:

$$\frac{N_2}{N_1} = e^{-\frac{hf_{12}}{kT}},$$

где  $f_{12}$  - частота перехода,  $k$  - постоянная Больцмана,  $T$  - температура системы. Поэтому в состоянии термодинамического равновесия вещество поглощает электромагнитные волны.

Для усиления волны необходимо перевести частицы на более высокий энергетический уровень и обеспечить индуцирование энергии. Возбуждение частиц и перевод их в неравновесное состояние обеспечивается подводом в систему энергии от внешнего генератора накачки (генератора подсветки), частота которого равна:

$$f_{13} = \frac{E_3 - E_1}{h}, \quad E_3 > E_2.$$

При этом за счет поглощения частицами энергии на частоте  $f_{13}$  часть молекул переходит с уровня  $E_1$  на уровень  $E_3$ , вызывая увеличение населенности верхнего уровня  $E_3$ . При таком переходе число частиц на среднем уровне  $E_2$  не изменяется и  $E_3$  может быть более заселенным, чем  $E_2$  (рис.2.39).

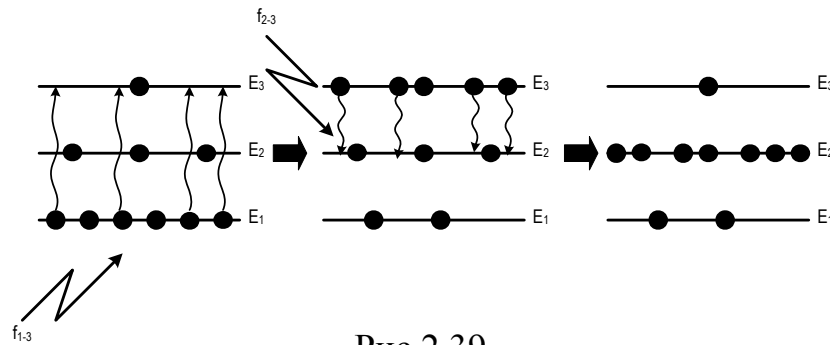


Рис.2.39.

При подаче в схему сигнала на  $f_{32}$  будет происходить его усиление. Таким образом энергия генератора накачки преобразуется в энергию на частоте сигнала.

Устройство квантового парамагнитного усилителя показано на рис.2.40.

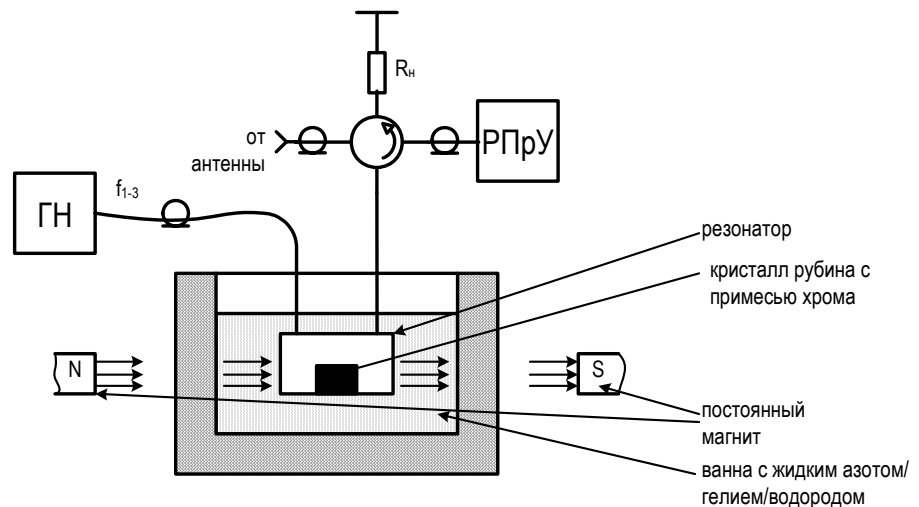


Рис.2.40.

В парамагнитных веществах энергетические уровни ионов зависят от

направления магнитного поля, а также взаимной ориентации магнитного поля относительно оси кристалла. Применение ориентированного магнитного поля позволяет выбирать частоту перехода, а следовательно и рабочую частоту усилителя, которая может иметь значения в пределах 1...40 ГГц.

Числа частиц в равновесном состоянии связаны неравенством  $N_1 > N_2 > N_3$ . Причем разница тем больше, чем ниже температура. Поэтому для получения необходимой разности населенности двух уровней КПУ должен работать при температурах близких к 0° К. Такие низкие температуры определяют крайне низкий коэффициент шума. Единственный источник шумов – спонтанное излучение рабочего вещества, вызванное самопроизвольным переходом ионов с одного уровня на другой. Шумовая температура, соответствующая этому излучению, не превышает 5°К. За счет теплового излучения стенок резонатора при температурах жидкого гелия добавляется еще 3...5° К. В результате  $T_{ш} \leq 10...12^\circ \text{ К}$ .

Процесс преобразования энергии генератора можно трактовать как внесение в резонансную систему отрицательного сопротивления. Таким образом, по своему характеру КПУ является регенеративным с постоянной величиной произведения  $K_p \cdot \Pi$ .

Коэффициент передачи составляет 25...35 дБ, а относительная полоса пропускания доли процента резонансной частоты.

Такие уникальные характеристики КПУ определили области его применения - в системах космической радиосвязи, радиотелеметрии, радиотелескопах, специальных планетарных схемах локации.

На рис. 2.42 представлена схема *однокаскадного УРЧ диапазона ДМВ на биполярном транзисторе по схеме с общей базой*.

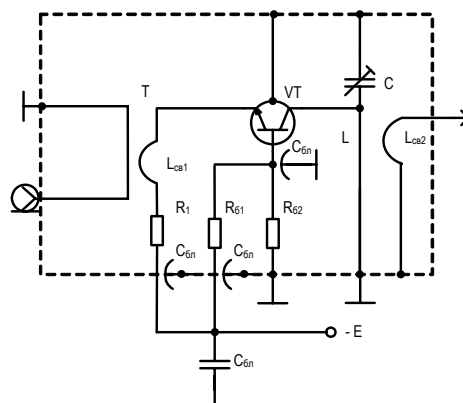


Рис. 2.42.

Входной сигнал через трансформатор на воздушных линиях (Т) подводится через обмотку связи ( $L_{св1}$ ) к эмиттеру транзистора, база которого по переменному току проходным конденсатором ( $C_{бл}$ ) зашунтирована на корпус. Режим работы VT задается  $R_{б1}$ ,  $R_{б2}$ ,  $R_1$ . Напряжение питания на коллектор VT подается через воздушную линию L, которая является резонансной нагрузкой транзистора. Электрическая длина линии L

выбирается несколько меньше резонансной длины ( $\lambda/4$ ). Точная настройка на рабочую частоту осуществляется подстроечным конденсатором С (функции С может выполнять также варикап). Через плечо связи  $L_{св2}$  воздушного выходного трансформатора усиленный сигнал передается в тракт. Соединение экрана транзистора с нулевым потенциалом увеличивает развязку между входом и выходом каскада, а также повышает устойчивость схемы.

Электрические параметры каскада аналогичны селективным УРЧ диапазона умеренно высоких частот.

На рис. 2.43 представлена схема *однокаскадного УРЧ на биполярном гетероструктурном транзисторе*.

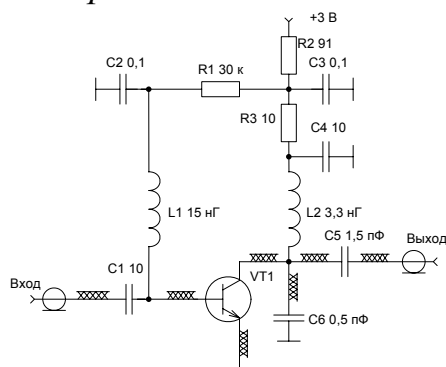


Рис.2.43.

Режим работы транзистора задается резистивной цепью смещения и стабилизируется цепью отрицательной обратной связи по постоянному току на R1. Микрополосковые элементы совместно с L2, C5 обеспечивают согласование выходной цепи транзистора в верхней части рабочего диапазона частот. Элементы R3, C4 обеспечивают стабильную работу усилителя в области низких частот. Микрополосковая линия в цепи эмиттера с индуктивным характером внутреннего сопротивления является последовательной отрицательной обратной связью по переменному току и обеспечивает линеаризацию передаточной характеристики каскада. Микрополосковая линия и конденсатор С6 образуют последовательный колебательный контур на верхней частоте диапазона, который уменьшает усиление и устраняет возможные паразитные колебания в высокочастотной области АЧХ.

УРЧ в диапазоне 1500...1900 МГц имеет усиление 15 дБ, коэффициент шума 1,04 дБ, точку компрессии 5,8 дБм и  $IPo3 = 25$  дБм.

В качестве УРЧ СВЧ диапазона в современной практике широкое применение находят *широкополосные усилители на полевых GaAs-транзисторах* (рис. 2.44).

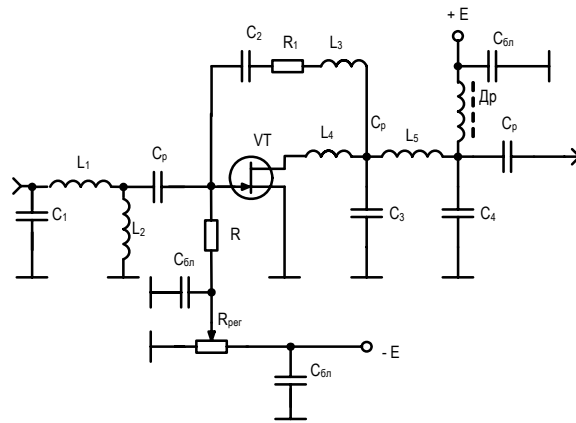


Рис.2.44.

Лучшие образцы гетероструктурных полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) на основе материалов GaAs, InP, GaInAs, AlGaAs обладают коэффициентом шума порядка  $K_{ш}=0,25 \dots 0,5$  дБ на частотах до десятков ГГц.

Принято считать, что изучение гетеропереходов началось с работы американского физика Герберта Крёмера, лауреата Нобелевской премии по физике 2000 года, опубликовавшего в 1957 году теорию широкозонного эмиттера для транзистора. Крёмер выдвинул идею относительно преимуществ р-п-переходов с переменной шириной запрещенной зоны, заключающихся в увеличении инжекции и управлении длиной диффузии неосновных носителей заряда из-за возникновения "квазиэлектрических" полей в таких структурах.

Мощным толчком развития электроники на основе GaAs и родственных соединений явилось создание в 1967 г. в ФТИ им. А.Ф. Иоффе под руководством Ж.И. Алферова, также лауреата Нобелевской премии по физике 2000 года, эффективно инжектирующих гетеропереходов в системе GaAs-AlGaAs.

В 1979 г. Такаши Мимур (Fujitsu Laboratories) изобрел НЕМТ (High Electron Mobility Transistor) - полевой транзистор с высокой подвижностью электронов с барьером на основе AlGaAs.

Полевой VT имеет крутизну 90..100 мА/В. Емкость конденсаторов  $C_1 - C_4$  составляет десятые и сотые доли пикофарад, а индуктивности  $L_1, L_3, L_5$  имеют номиналы, составляющие доли наногенри и реализуются в виде микрополосковых линий. Индуктивность цепи стока  $L_4$  выполняется в виде высокоимпедансной линии передачи и компенсирует емкость VT в верхнем участке частотного диапазона. В то время, как индуктивность  $L_3$  подстраивает S-параметры каскада на нижнем участке частотного диапазона. Простые согласующие цепи на входе ( $C_1, L_1, L_2$ ) и на выходе ( $C_3, L_5, C_4$ ) дополнительно улучшают характеристики каскада с обратной связью.

Двухполярный режим питания транзистора осуществляется в стоковой цепи через дроссель и элементы выходного фильтра, а в затворной цепи - через резистивно-емкостную цепь  $C_{бл}, R, R_{пер}$ . Режим работы транзистора, соответствующий заданной крутизне, устанавливается  $R_{пер}$ .

Единственным пассивным элементом, влияющим на коэффициент шума каскада, является резистор  $R_1$  в цепи отрицательной обратной связи:

$$K_{ш} = 1 + \frac{\left(\frac{1}{R_0} + Y_{21}\right)^2 R_0}{\left(-\frac{1}{R_1} + Y_{21}\right)^2 R_1},$$

где  $R_0$  - сопротивление сток-исток для VT, которое для крутизны  $Y_{21} = 90..100$  мА/В составляет величину 100..120 Ом.

Таким образом, коэффициент шума УРЧ в 50-омном тракте с  $R_I=120$  Ом равен 6дБ, а при  $R_I=330$  Ом - порядка 3 дБ. При этом, коэффициент передачи по мощности равен 5 или 8 дБ соответственно в полосе 2..10 ГГц с КСВ меньшим 2.

Другим типом широкополосного усилителя является *усилитель с распределенным усилением (УРУ)*, структура которого была предложена Персивалем в 1936 г. УРУ имеет периодическую структуру, состоящую из двух линий, нагруженных на входное и выходное сопротивление активных компонентов.

На рис. 2.45 приведена схема четырехкаскадного УРУ на полевых транзисторах.

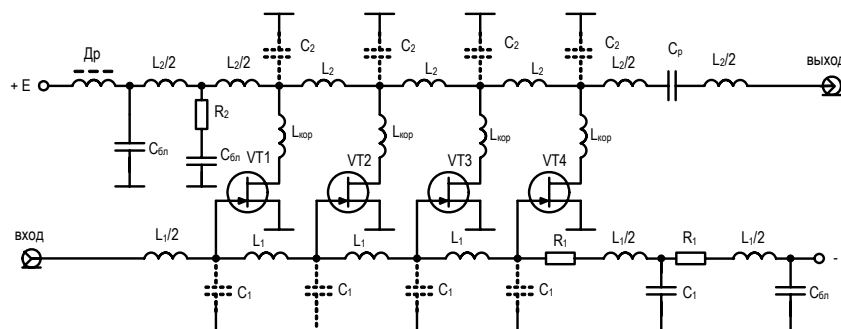


Рис.2.45.

Сигнал подается на один вывод входной линии, распространяется вдоль нее в прямом направлении, парциально ответвляясь в сечениях подключения активных компонентов и затем поглощается нагрузкой  $R_2$  на другом конце линии. Распространяющийся вдоль линии сигнал попадает на затворы полевых транзисторов с определенным фазовым сдвигом (обычно задержка распространения сигнала не превышает 80% от периода, равного  $1/f_{раб.маx}$ ). Входные емкости VT ( $C_{вх\ ПТ} = C_1$ ) становятся неотъемлемой частью линии передачи, образуемые звеньями ФНЧ ( $L_1 C_1$ ). Для такой линии выдерживаются условие:  $f_{раб.маx} = (\pi \sqrt{L_1 C_1})^{-1}$ . При этом фазовая постоянная линии:  $\beta = 2\pi f \sqrt{L_1 C_1}$ . Волновое сопротивление такой линии зависит от входной емкости полевых транзисторов:  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{вх\ ПТ}}}$ . Чем больше эта

емкость, тем ниже волновое сопротивление или максимальная рабочая частота.

В выходной линии, образованной также звеньями ФНЧ ( $L_2C_2$ ) происходит суммирование сигналов от каждого  $VT$ . Причем, если фазовые скорости сигналов во входных и выходных линиях совпадают, то складываются только сигналы, распространяющиеся в прямом направлении, то есть, от входа к выходу усилителя. Сигналы обратного направления суммируются противофазно и подавляются балластным сопротивлением  $R_2$ .

Режим работы УРЧ по постоянному току обеспечивается подачей в затворные цепи  $VT$  через фильтр питания и элементы ФНЧ отрицательного смещения и напряжения положительной полярности в стоковые цепи  $VT$ .

Современные УРУ в микрополосковом исполнении обеспечивают полосу пропускания  $0,1 \dots 20$  (40) ГГц при коэффициенте передачи  $9 \dots 15$  дБ,  $K_{ш} = 4 \dots 5$  дБ,  $KCB < 2$ . В УРУ возможно снижение коэффициента шума по сравнению с коэффициентом шума одиночного  $VT$  с аналогичным ему исполнением. Это является следствием того, что шумы отдельных  $VT$  статистически независимо суммируются в нагрузке. В то время как сигналы отдельных активных компонентов в нагрузке складываются алгебраически. Кроме того, УРУ обладают большей линейной мощностью, чем другие СВЧ УРЧ. При этом выигрыш в линейности составляет  $\sqrt{n}$ .

Электронные лампы, в сравнении с полупроводниковыми компонентами, имеют более высокую перегрузочную способность и поэтому до сих пор используются в аппаратуре специального назначения.

Распространение получили СВЧ триоды маячкового типа, например 6С5Д. Пентоды в схемах СВЧ УРЧ как правило не применяются, так как имеют большой коэффициент шума. Рабочий диапазон резонансных СВЧ УРС на триоде маячкового типа может достигать 3 ГГц. Принципиальная схема и конструкция такого усилителя показаны на рис. 2.46.

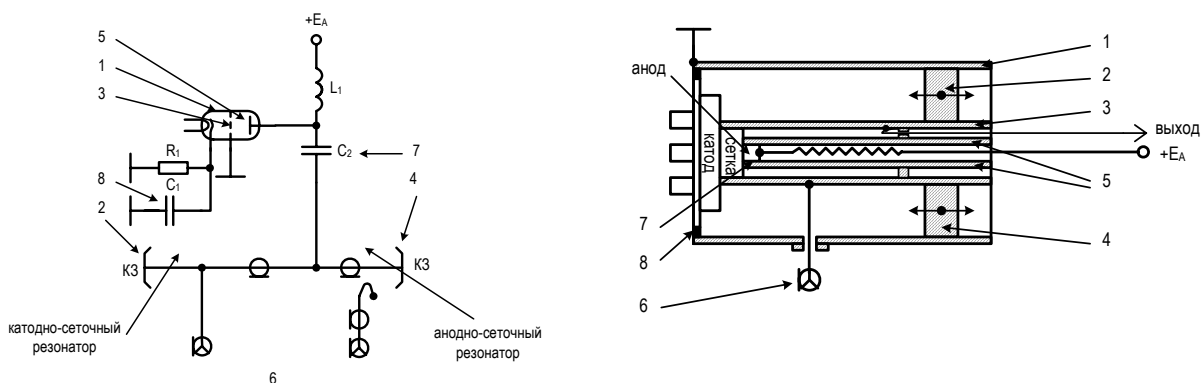


Рис. 2.46.

УРЧ включает лампу и двухконтурную резонансную систему короткозамкнутого типа длиной  $\lambda/4$ . Коаксиальные резонаторы сопрягаются с дисковыми выводами лампы. Наружная труба 1 и труба 3 образуют катодно-сеточный резонатор (КСР), трубы 3 и 5 – анодно-сеточный



резонатор (АСР). Так как труба 3 для обоих резонаторов общая и подключается к управляющей сетке, то схема является схемой с общей сеткой.

Подстройка КСР осуществляется на рабочую частоту с помощью короткозамкнутого плунжера 2, а настройка АСР – плунжером 4. Входной сигнал поступает по кабелю 6 в КСР посредством автотрансформаторной связи (точка подключения кабеля выбирается из условия согласования УРЧ с трактом - 50 либо 75 Ом). АСР связан с анодом лампы через конденсатор 7 (физически выполненным в виде прокладки из изоляционного материала). Катод лампы соединен с корпусом через  $R_1$  и конденсатором  $C_1$ , который также выполнен в виде изоляционной прокладки 8. Положительное питание передается на анод через дроссель  $L_1$ . Усиленный сигнал снимается с анодно-сеточного резонатора через петлю связи. СВЧ УРС на маячковом триоде обеспечивает коэффициент передачи в МВ диапазоне 10...15 дБ, в ДМВ – 5...10 дБ и коэффициент шума соответственно 1,5...2 и 3...8 единиц. Селективные параметры каскада аналогичны транзисторным схемам.

УРЧ на лампе бегущей волны (ЛБВ) обладают наибольшим ДД. Первые усилители на ЛБВ появились в начале 50-х годов. В настоящее время они широко применяются в РПТ диапазона СВЧ с повышенными требованиями к ДД, например радиолокационных и спутниковых РТС ПИ.

Усилитель на ЛБВ состоит из собственно лампы с цепями питания и согласующих цепей (рис.2.47).

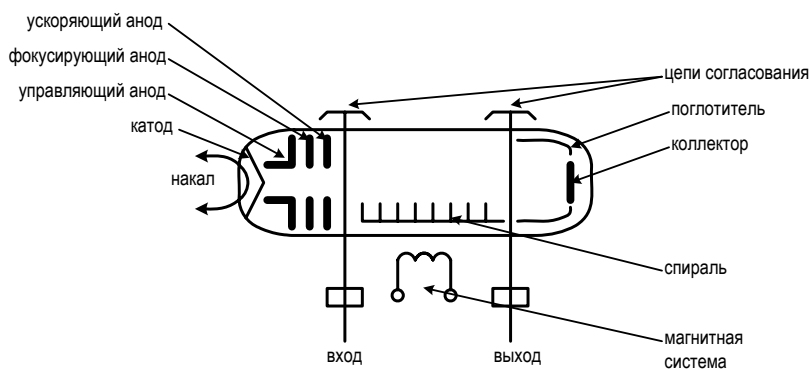


Рис.2.47.

Катод излучает поток электронов, движущихся вдоль оси спирали к коллектору. Управляющий электрод и фокусирующий анод осуществляют предварительное формирование потока электронов в узкий луч. Магнитная система обеспечивает фокусировку луча электронов вдоль всей оси спирали. Скорость движения электронов  $V$  определяется ускоряющим анодом:

$$V = 600\sqrt{U_k}$$

и при  $U_k = 300...500$  В составляет  $(10...15)10^6$  м/с.

Связь ЛБВ с источником сигнала и нагрузкой осуществляется с помощью согласующих устройств в виде прямоугольных волноводов с раз-

личной шириной узкой стенки, которые обеспечивают формирование АЧХ усилителя.

Принцип усиления ЛБВ основан на осуществлении длительного взаимодействия потока электронов и волны полезного сигнала, распространяющейся вдоль электромагнитной спирали со скоростью света. Эта волна создает внутри и вне спирали электромагнитное поле, имеющее тангенциальную и радиальную составляющие. Конструкция спирали определяет требуемую фазовую скорость электромагнитной волны

$$V_{\phi} = ch/(\pi d),$$

где  $c$  — скорость света;  $h, d$  — шаг и диаметр спирали ЛБВ (при  $d = (10...30)h$  фазовая скорость  $V_{\phi} = (10...30)10^6$  м/с).

При  $V_{\phi} < V$  поле тормозящее и электронный поток большую часть времени пролета вдоль спирали отдает свою кинетическую энергию высокочастотному полю, обеспечивая усиление сигналов. При  $V_{\phi} = V$  усиления сигнала не происходит, так как электроны ускоряются и тормозятся одинаковое время. При  $V_{\phi} > V$  электроны ускоряются и сигнал ослабляется.

Коэффициент усиления УРЧ на ЛБВ по мощности зависит от условий группирования электронов и длины спирали:

$$K_p = \frac{1}{9} \exp(2\gamma l),$$

где  $l$  - параметр группировки:  $\gamma = (0,05...0,15) n$ ;  $n = l/\lambda$  - число длин волн в спирали и составляет величину  $K_p = 10...30$  дБ.

## 2.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ. ТЕОРИЯ

*Преобразователем частоты* (ПЧ) называется устройство, осуществляющее линейный перенос спектра радиосигнала без изменения закона модуляции из одной частотной области в другую, представляющую более выгодные условия для его обработки. Если перенос осуществляется на радиочастоту, она называется промежуточной. ПЧ является функционально необходимым элементом РПТ супергетеродинного, инфрадинного и синхродинного типов.

Структурно ПЧ состоит из смесителя и фильтра, а функционирование обеспечивается вспомогательным источником высокочастотного колебания, который называется гетеродином (рис.2.48).

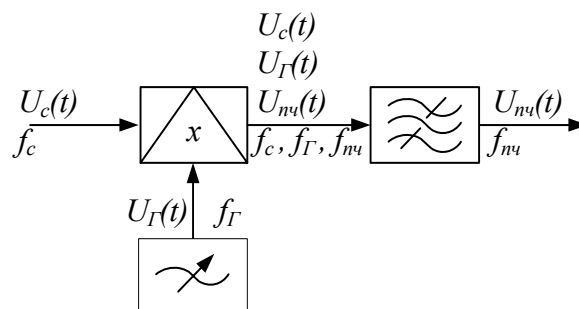


Рис. 2.48.

Смеситель представляет собой электрическую цепь, которая с помощью гетеродина создает спектр комбинационных частот. Фильтр является частотно-избирательной системой (в простейшем случае представляет собой параллельный колебательный контур), выделяющей полезный продукт преобразования:

$$f_{\text{пч}} = |nf_{\text{г}} \pm mf_{\text{с}}| = \text{const}.$$

Преобразование частоты может быть выполнено на основе нелинейного преобразования колебаний, перемножения и параметрического эффекта. В ПЧ первого вида используют нелинейные свойства активных и пассивных компонентов. Здесь в результате воздействия колебаний сигнала и гетеродина на нелинейную ВАХ элемента  $y = f(u_c(t), u_2(t))$  в его токе возникает множество комбинационных частот  $mf_c \pm nf_2$ , одна из которых отфильтровывается. В качестве нелинейных компонентов используются биполярные и полевые транзисторы, диоды, электронные лампы и т.п. В ПЧ второго вида используют свойства устройств, выполняющих операцию перемножения двух функций  $y \approx u_c(t)u_2(t)$ . При перемножении возникают колебания вида  $\pm f_2 \pm f_c$ , одно из которых отфильтровывается. В качестве перемножителей используются дифференциальные каскады. В ПЧ третьего вида используются цепи с переменными параметрами, изменение которых происходит под воздействием колебания гетеродина:  $y = f(u_c(t))$ , где  $f = f'(u_2(t))$ . Такими параметрами могут быть крутизна активного прибора, коэффициент передачи, сопротивление.

*Общая теория ПЧ.* Преобразователь может быть представлен в виде шестиполюсника, как показано на рис. 2.49.

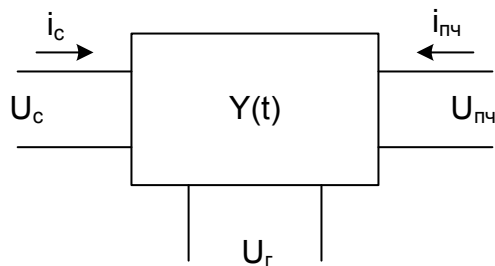


Рис. 2.49.

При выполнении условий  $U_{\text{г}} \gg U_{\text{с}}$  и  $U_{\text{г}} \gg U_{\text{пч}}$  входной и выходной токи являются функциями двух малых переменных, которые можно представить в виде ряда Тейлора, ограничившись линейными членами:

$$i_{\text{с}} = \varphi(U_{\text{г}}, U_{\text{с}}, U_{\text{пч}}) = \varphi(U_{\text{г}}) + \frac{\partial \varphi(U_{\text{г}})}{\partial U_{\text{с}}} U_{\text{с}} + \frac{\partial \varphi(U_{\text{г}})}{\partial U_{\text{пч}}} U_{\text{пч}},$$

$$i_{\text{пч}} = f(U_{\text{г}}, U_{\text{с}}, U_{\text{пч}}) = f(U_{\text{г}}) + \frac{\partial f(U_{\text{г}})}{\partial U_{\text{с}}} U_{\text{с}} + \frac{\partial f(U_{\text{г}})}{\partial U_{\text{пч}}} U_{\text{пч}}.$$

Переменные  $U_c$  и  $U_{пч}$  считаем гармоническими функциями:

$$U_c = U_{mc} \cos \omega_c t, \quad U_{пч} = U_{mпч} \cos \omega_{пч} t,$$

причем  $f_{пч} = |f_{г} \pm f_c|$ . В полученных выражениях составляющие  $f(U_{г}) = i_{гвых}$  и  $\varphi(U_{г}) = i_{гвх}$  представляют собой результат прохождения опорного колебания гетеродина на выход и вход ПЧ, соответственно, при  $U_{mc} = U_{mпч} = 0$ .

Выходной отклик ПЧ удобно записывать в виде

$$i_c = i_{гвх} + G_{11пч} U_c + G_{12пч} U_{пч}, \quad i_{пч} = i_{гввых} + G_{21пч} U_c + G_{22пч} U_{пч},$$

где коэффициенты при  $U_c$  и  $U_{пч}$  являются периодическими функциями, которые представляются рядами Фурье. Коэффициент  $G_{11пч}$  характеризует изменение входной проводимости смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{11пч} = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{11(k)} \cos(k\omega_{г} t),$$

$$\text{где } Y_{11(k)} = \frac{2}{T_{г}} \int_0^{T_{г}} \frac{\partial \varphi}{\partial U_c} \cos(k\omega_{г} t) dt;$$

$G_{12пч}$  характеризует изменение проводимости обратного преобразования смесителя для выходного сигнала, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{12пч} = \sum_{k=0}^{\infty} S_{12(k)} \cos(k\omega_{г} t),$$

$$\text{где } S_{12(k)} = \frac{2}{T_{г}} \int_0^{T_{г}} \frac{\partial \varphi(U_{г})}{\partial U_{пч}} \cos(k\omega_{г} t) dt;$$

$G_{22пч}$  характеризует изменение выходной проводимости смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{22пч} = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{22(k)} \cos(k\omega_{г} t),$$

$$\text{где } Y_{22(k)} = \frac{2}{T_{г}} \int_0^{T_{г}} \frac{\partial f(U_{г})}{\partial U_{пч}} \cos(k\omega_{г} t) dt;$$

$G_{21пч}$  характеризует изменение проводимости прямого преобразования смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{21пч} = \sum_{k=0}^{\infty} S_{21(k)} \cos(k\omega_{г} t),$$

$$\text{где } S_{21(k)} = \frac{2}{T_{г}} \int_0^{T_{г}} \frac{\partial f(U_{г})}{\partial U_c} \cos(k\omega_{г} t) dt.$$

Ограничивая ряды Фурье первой гармоникой сигнала гетеродина, получим:

$$i_c = i_{ГВХ} + [Y_{11(0)}/2 + Y_{11(1)} \cos(\omega_r t)] U_{mc} \cos \omega_c t + [S_{12(0)}/2 + S_{12(1)} \cos(\omega_r t)] U_{мпч} \cos(\omega_{мпч} t),$$

$$i_{мпч} = i_{ГВЫХ} + [S_{21(0)}/2 + S_{21(1)} \cos(\omega_r t)] U_{mc} \cos \omega_c t + [Y_{22(0)}/2 + Y_{22(1)} \cos(\omega_r t)] U_{мпч} \cos(\omega_{мпч} t).$$

При таком описании все коэффициенты при  $U_{mc}$  и  $U_{мпч}$  представляют собой суммы постоянной и переменной частей, а именно: средних значений соответствующих проводимостей и первых гармоник отклонения проводимостей от средних значений под воздействием сигнала гетеродина. В частности, в параметре  $[S_{21(0)}/2 + S_{21(1)} \cos(\omega_r t)]$  постоянная часть является средним значением проводимости прямой передачи в усилительном режиме  $Y_{21}$  за период колебания гетеродина, которая практически остается неизменной. Вторая часть отражает суть ПЧ как цепи с переменными параметрами - процесс изменения проводимости  $Y_{21}$  по закону колебания гетеродина.

На входе ПЧ предполагаются селективные цепи, выделяющие колебания на несущей частоте преобразуемого сигнала. В связи с этим в первом уравнении выделяем только те составляющие, которые формируют сигнал на частоте  $f_c$ :

$$i_c = \frac{Y_{11(0)}}{2} U_{mc} \cos(\omega_c t) + \frac{S_{12(1)}}{2} U_{мпч} \cos[(\omega_r \pm \omega_{мпч})t],$$

где  $|f_r \pm f_{мпч}| = f_c$  при обратном преобразовании частоты.

Во втором уравнении выделяем только те составляющие, которые формируют сигнал на частоте  $f_{мпч}$ :

$$i_{мпч} = \frac{S_{21(1)}}{2} U_{mc} \cos[(\omega_r \pm \omega_c)t] + \frac{Y_{22(0)}}{2} U_{мпч} \cos(\omega_{мпч} t).$$

В результате получим формальную систему уравнений для амплитуд сигналов преобразователя частоты как линейного четырехполюсника

$$i_c = Y_{11мпч} U_c + Y_{12мпч} U_{мпч},$$

$$i_{мпч} = Y_{21мпч} U_c + Y_{22мпч} U_{мпч}.$$

В качестве внутренних параметров такого ПЧ выступают:

входная проводимость

$$Y_{11мпч} = Y_{11(0)}/2 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{\partial \varphi}{\partial U_c} dt$$

представляет собой среднее значение изменяющейся под воздействием гетеродина входной проводимости смесителя на частоте входного сигнала;

выходная проводимость

$$Y_{22мпч} = Y_{22(0)}/2 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{\partial f}{\partial U_{мпч}} dt$$

представляет собой среднее значение изменяющейся под воздействием гетеродина выходной проводимости смесителя на частоте преобразованного сигнала;

проводимость обратного преобразования

$$Y_{12\text{ПЧ}} = S_{12(1)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_0^{T_{\Gamma}} \frac{\partial \varphi}{\partial U_{\text{ПЧ}}} \cos(\omega_{\Gamma} t) dt$$

представляет собой половину амплитуды первой гармоники изменяющейся под воздействием гетеродина проводимости обратной передачи смесителя; проводимость прямого преобразования или крутизна преобразования

$$Y_{21\text{ПЧ}} = S_{21(1)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_0^{T_{\Gamma}} \frac{\partial f}{\partial U_{\text{с}}} \cos(\omega_{\Gamma} t) dt$$

представляет собой половину амплитуды первой гармоники изменяющейся под воздействием гетеродина проводимости прямой передачи смесителя.

Тогда входная и выходная проводимости ПЧ в режиме преобразования равны

$$Y_{\text{вхПЧ}} = Y_{11\text{ПЧ}} - \frac{Y_{12\text{ПЧ}} Y_{21\text{ПЧ}}}{(Y_{22\text{ПЧ}} + Y_{\text{н}})},$$

$$Y_{\text{выхПЧ}} = Y_{22\text{ПЧ}} - \frac{Y_{12\text{ПЧ}} Y_{21\text{ПЧ}}}{(Y_{11\text{ПЧ}} + Y_{\text{с}})}.$$

Коэффициент преобразования ПЧ:

$$K_{\text{ПЧ}} = \frac{U_{\text{мпч}}}{U_{\text{мс}}} = \frac{Y_{21\text{ПЧ}}}{(Y_{22\text{ПЧ}} + Y_{\text{н}})}.$$

Таким образом, ПЧ должен работать при малых амплитудах входных сигналов для обеспечения минимальных искажений при переносе спектра сигнала. Это условие в спокойной ЭМО обычно выполняется, и тогда для РПТ достаточно наличия гетеродина с амплитудой колебания  $U_{\Gamma} \gg U_{\text{с}}$ . Так, например, при уровнях сигнала, не превышающих 5 - 10 мВ, амплитуда колебаний гетеродина должна составлять 100 - 200 мВ.

В качестве *гетеродинов* в РПТ используют маломощные генераторы на полупроводниковых и ламповых приборах, а также синтезаторы частот. В общем случае к гетеродинам предъявляются требования заданной интенсивности генерируемого колебания, постоянства его уровня и стабильности частоты. Очевидно, что абсолютное изменение частоты гетеродина вызовет такое же изменение преобразованной частоты  $\Delta f_{\text{пч}}$ , что в результате приведет к изменению положения спектра полезного колебания в полосе ТПЧ (рис.2.50). Стабильность частот гетеродинов современных РПТ составляет  $10^{-3}$ - $10^{-6}$  в случае простейших резонансных систем в виде колебательного контура;  $10^{-6}$ - $10^{-8}$  для гетеродинов с кварцевыми резонаторами;  $10^{-8}$ - $10^{-10}$  в случае их термостатирования и  $10^{-7}$ - $10^{-9}$  при применении синтезаторов частот.

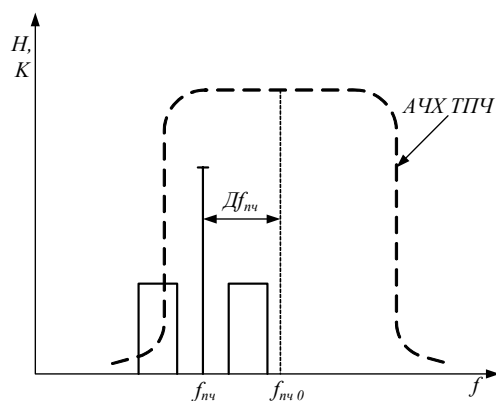


Рис. 2.50.

Собственные шумы ПЧ могут существенно влиять на реальную чувствительность всего РПТ в целом. Наряду с внутренними шумами активного элемента смесителя при преобразовании частоты следует учитывать и дополнительные источники шумов (рис.2.51): преобразование шумов по побочным каналам, в частности, по зеркальному; преобразование шумов гетеродина при наличии сигнала; собственные шумы гетеродина вблизи частот основного и зеркального каналов, попадающие при преобразовании в полосу пропускания тракта УПЧ.

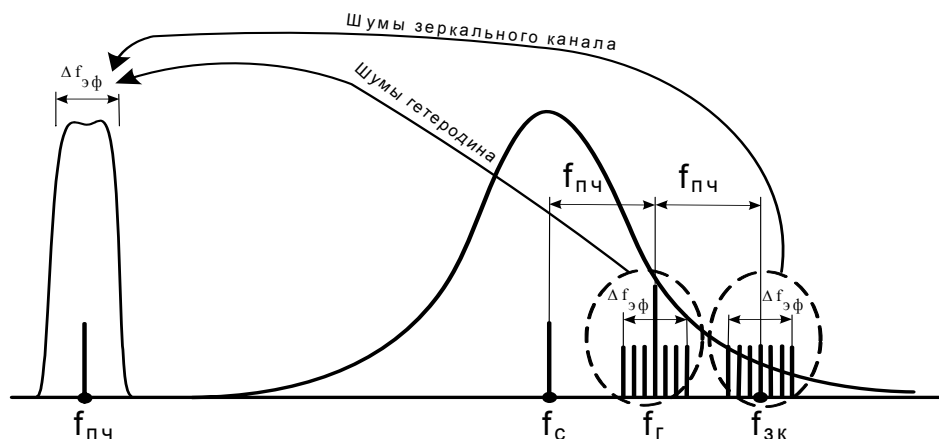


Рис. 2.51.

Первый источник обусловлен недостаточной избирательностью по побочным каналам приема и может быть значительно ослаблен с принятием соответствующих мер. Второй источник связан с недостаточной “чистотой” спектра сигнала гетеродина и может быть устранен введением узкополосных цепей на выходе гетеродина. Третий источник может быть устранен в так называемых балансных смесителях.

## 2.7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Управление крутизной транзистора в ПЧ возможно при различных вариантах включения источников  $U_r(t)$  и  $U_c(t)$  (рис.2.52).

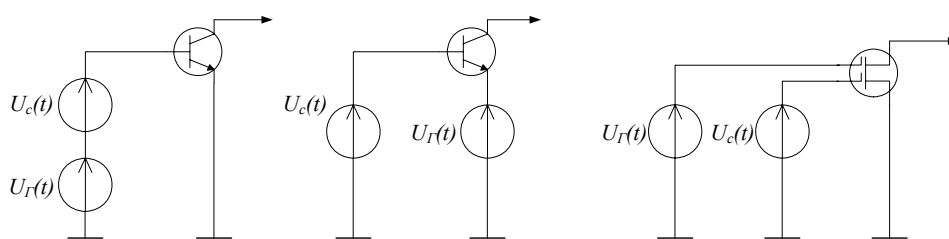


Рис.2.52.

Последовательное включение источников  $U_r(t)$  и  $U_c(t)$  с переходом транзистора менее предпочтительно, чем включение в цепь различных электродов. Электрическая изоляция цепей сигнала и гетеродина способствует уменьшению взаимосвязи настроек контуров, вследствие изменения реактивных сопротивлений и устранению просачивания колебания гетеродина в антенну. Для уменьшения взаимосвязи настроек целесообразно повысить  $f_{н.ч}$ , либо использовать преобразование на гармониках гетеродина.

В простейших ПЧ наилучшие результаты дает схема с включением сигнала в цепь базы (затвора), а гетеродина - в цепь эмиттера (истока). При этом транзистор по сигналу включен по схеме с общим эмиттером, а по гетеродину - с общей базой.

Эффективность преобразования в значительной мере определяется мощностью гетеродинного колебания и возможностью выполнения условия  $U_c \gg U_e$ . Так, крутизна преобразования оценивается выражением

$$Y_{21np} \approx \frac{1}{2} Y_{21} L,$$

где  $L$  - коэффициент, зависящий от обобщенной амплитуды гетеродина (рис.2.53).

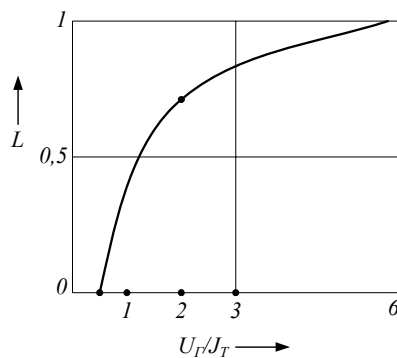


Рис.2.53.



Видно, что параметр  $L$  быстро стремится к единице. Так, уже при  $U_r / \varphi_T = 2$  его значение достигает 0,7. В результате  $Y_{21np}$  составляет 0,25.. 0,5 от  $Y_{21}$  значения в усилительном режиме. Изменяются также входные и выходные сопротивления активных элементов:  $R_{вх.нр} \approx (1,25..2,5)R_{вх}$ ,  $R_{вых.нр} \approx (1,25..2,5)R_{вых}$ . Емкости  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$  изменяются слабо и могут быть приняты прежними.

Схема ПЧ на основе усилительного каскада показана на рис.2.54.

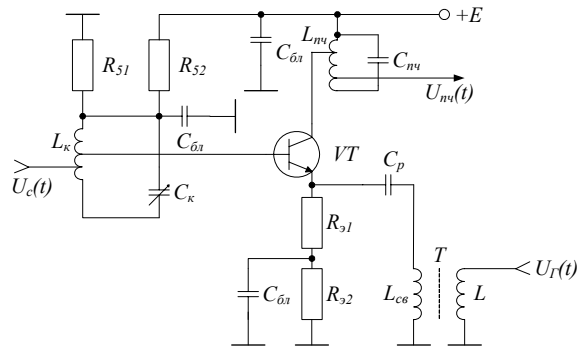


Рис. 2.54.

Транзистор  $VT$  выполняет роль смесителя. Сигнальное колебание  $u_c(t)$  через входной контур поступает на базо-эмиттерный переход  $VT$ , к которому со стороны эмиттерной цепи подводится гетеродинное напряжение  $u_r(t)$ . В результате нелинейного преобразования образуются комбинационные частоты, которые усиливаются и поступают в коллекторную цепь. В контуре  $L_{н.ч}C_{н.ч}$  выделяется полезная составляющая преобразования, а все остальные продукты преобразования, включая сигнальное и гетеродинные колебания, подавляются. Базовый делитель  $R_{б1}$ ,  $R_{б2}$  совместно с  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  устанавливают положение рабочей точки  $VT$ , соответствующей оптимальному режиму преобразования. Следует контролировать  $E_{нум}$  и выбирать его таким, чтобы в любой момент результирующее напряжение коллектор - эмиттер было не менее 0,3 - 0,7 В. В противном случае резко возрастет выходная проводимость транзистора и упадет коэффициент передачи. Расчет элементов преобразователя не отличается принципиально от расчета усилительного тракта и выполняется с учетом снижения крутизны проходной характеристики.

Схема ПЧ на основе транзисторного перемножителя показана на рис. 2.55.

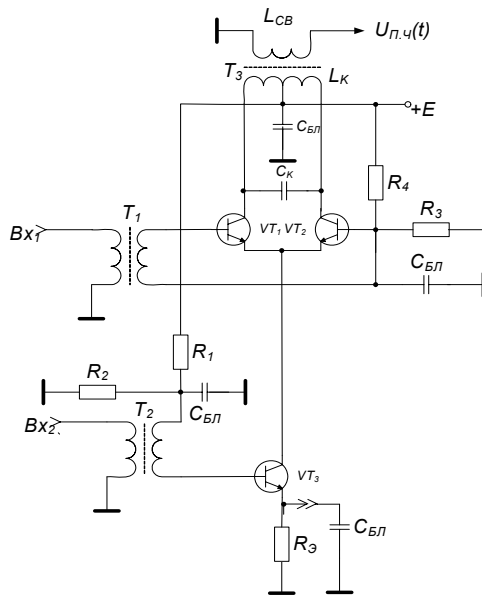


Рис. 2.55.

Транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  образуют дифференциальную пару, а транзистор  $VT_3$  является источником тока. Режим работы дифференциальной пары задается резисторами  $R_4$ ,  $R_3$  и  $VT_3$ , режим работы которого определяется  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Трансформаторы  $T_1$  и  $T_2$  обеспечивают подачу перемножаемых колебаний в цепи дифференциальной пары и управляемого источника соответственно. Нагрузкой дифференциального усилителя служит контур  $L_k C_k$ , настроенный на промежуточную частоту. Катушка  $L_k$  является первичной обмоткой трансформатора  $T_3$ , а выходное напряжение снимается через вторичную обмотку трансформатора  $L_{cb}$ . Заметим, что выходное напряжение может сниматься и несимметрично относительно общей точки, т.е. с одного из коллекторов транзисторов дифференциальной пары, однако в этом случае оно будет содержать дополнительные комбинационные составляющие.

Возможно несколько вариантов работы перемножителя. Рассмотрим случай, когда на вход  $BX_1$  подается колебание сигнальной частоты, а на вход  $BX_2$  - гетеродинное колебание.

Для малых напряжений сигнала ( $U_c \ll \varphi_T$ ) зависимость выходного напряжения имеет вид  $U_{вых} = Y_{21} R_H U_c$ , где  $Y_{21} = I_k / \varphi_T$ , и регулируется изменением тока  $VT_3$ , поскольку, если выполнить условие  $I_k R_3 \gg U_{\delta 3}$ , то  $U_{\Gamma} \approx I_k R_3$ . Тогда

$$U_{вых} = U_c U_{\Gamma} \frac{R_H}{R_3 \varphi_T},$$

где  $R_H$  - сопротивление нагрузки в коллекторных цепях  $VT_1$  и  $VT_2$ , равное  $Q_{экв} \sqrt{L_k / C_k}$ .

Напряжение гетеродина, управляющее током  $VT_3$ , прикладывается к эмиттерам  $VT_1$  и  $VT_2$  в фазе. Напряжение, снимаемое с вторичной обмотки  $T_1$  управляет этими же транзисторами противофазно. Тогда если под

действием  $U_c(t)$  транзистор  $VT_1$  открывается и его эмиттерный ток увеличивается, то эмиттерный ток  $VT_2$  уменьшается на ту же величину. Противоположные изменения токов коллекторов  $VT_1$  и  $VT_2$  в первичной обмотке  $T_3$  приводят к удвоенному отклику промежуточной частоты, наводимому во вторичной обмотке  $T_3$ .

Так как эмиттерные токи  $VT_1$  и  $VT_2$  зависят от  $u_r(t)$ , на выходе возникает напряжение с преобразованной частотой сигнала. Колебания гетеродина на выходе ПЧ подавляются, так как токи, наводимые им в  $L_k$ , противоположно направлены. Соответственно и ослабляются шумы гетеродина, а также четные гармоники.

Для варианта ПЧ с подачей на  $BX_1$  колебания гетеродина, а на  $BX_2$  сигнального колебания возможна работа в режиме перемножения колебаний (аналогично рассмотренному варианту) и в режиме параметрического преобразования.

При перемножении крутизна преобразования определяется выражением

$$Y_{21} = \frac{1}{2} Y_{21VT_3} b$$

и коэффициент передачи смесителя по напряжению сигнала для несимметричного выхода с любого плеча дифференциального усилителя

$$K = Y_{21} R_H,$$

где  $R_H$  -эквивалентное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора  $VT_1$  ( $VT_2$ ) на промежуточной частоте. При симметричном выходе коэффициент передачи удваивается и в спектре выходного сигнала отсутствует составляющая с частотой сигнала.

В режиме перемножения  $U_r < \varphi_T$  и коэффициент  $b \approx U_r / (4\varphi_T)$ . В этом случае крутизна дифференциального усилителя (т.е. по гетеродинному входу) не зависит от  $U_r$  и имеет максимальное значение  $0,5I_k / \varphi_T$ . Тогда крутизна преобразования

$$Y_{21} = \frac{I_{kVT_3}}{2\varphi_T} \frac{U_r}{4\varphi_T}$$

и прямо пропорциональна  $U_r$ . Такой режим работы ПЧ отличается высокой чистотой спектра выходных токов, в котором, кроме составляющих основных частот  $f_r$  и ослабленной  $f_c$  содержатся только две комбинационные составляющие с частотами  $f_r - f_c$  и  $f_r + f_c$ .

При параметрическом преобразовании  $U_r > (5...7)\varphi_T$  и крутизна преобразования  $U_r$  не зависит от самого этого напряжения, а  $b \approx \frac{2}{\pi}$ . В результате напряжение на выходе ПЧ максимально и практически не зависит от  $U_r$ . В этом случае транзисторы дифференциальной пары поочередно открываются и закрываются с частотой  $f_r$ , т.е. смеситель работает в ключевом режиме. Гармоники с частотами  $mf_c$  (где  $m=2,3...$ ) могут возникать только в цепях транзистора  $VT_3$ . Нелинейность характеристик дифференциальной пары не вызывает появления таких гармоник, поэтому при работе  $VT_3$  в линейном режиме в спектре токов транзисторов

дифференциального каскада отсутствуют все гармоники, кратные разностной частоте. Однако при достаточно большой амплитуде  $U_c$  (например, большей  $\varphi_T$ , при подключенной на схеме в эмиттер  $VT_3$ ) возникают гармоники с частотами  $mf_c$  и на выходе ПЧ появляются значительные нелинейные искажения.

Очевидно, наряду со слабыми сигналами, на вход смесителя возможно попадание достаточно мощных составляющих помех. При действии сильной помехи на смеситель в его выходном токе появляются составляющие вида:  $kf_c \pm 2f_{ном}$ . При условии  $k = 2f_{пч} \approx 2f_c - 2f_{ном}$  и помеха с частотой  $f_{ном} = f_c - 0.5f_{пч}$  может проникнуть из антенны на вход преобразователя с последующим переносом ее в полосу ТПЧ и ухудшением отношения С/Ш. При этом взаимное расположение частот и помех имеет вид, показанный на рис.2.56.

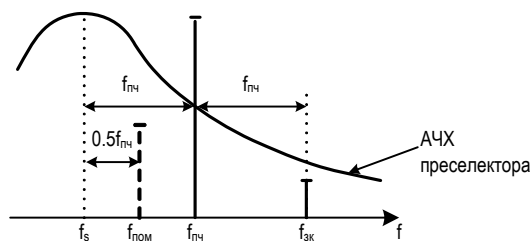


Рис. 2.56.

Очевидно, что  $f_{ном}$  в четыре раза ближе к  $f_s$ , чем частота  $f_{зк}$ , и поэтому она значительно слабее в подавляется преселектором РПТ. Поэтому на частоте  $f_{ном} = f_c - 0.5f_{пч}$  образуется весьма опасный побочный канал приёма. Для минимизации действия этого канала на РПТ ПЧ, которые балансны как по сигналу, так и по гетеродину. Такой ПЧ с двойным балансом (квадратурный ПЧ) показан на рис. 2.57.

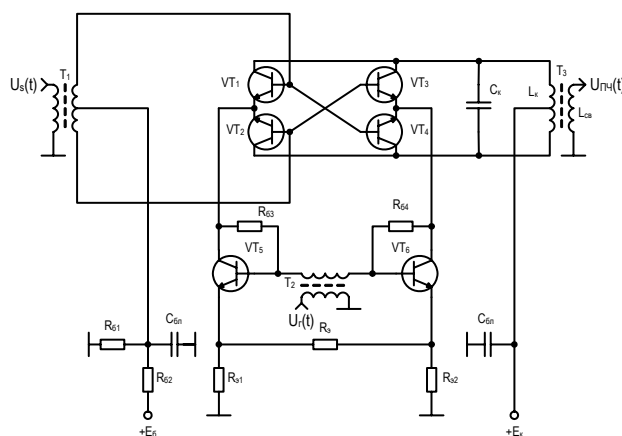


Рис.2.57.

Входной сигнал через трансформатор  $T1$  в противофазе подводится в базовые цепи транзисторной квадратуры, в эмиттерные цепи которых от дифференциального каскада на  $VT5$  и  $VT6$  подводятся гетеродинные сигналы. Режим работы по постоянному току квадратурной части ПЧ

обеспечивается  $R_{61}$ ,  $R_{62}$ , а в гетеродинной -  $R_{63}$ ,  $R_{64}$ .

Здесь несмотря на то, что помеха действует в плечах в противофазе, компоненты токов имеют одинаковые фазы (т.к. квадратичные составляющие токов помех синфазны). Поэтому при симметрии смесителя действие токов  $2f_{ном}$  в выходном контуре компенсируется и помеха не проходит в ТПЧ.

Двойной баланс (по сигналу и по гетеродину) позволяет подавить на несколько десятков децибел все составляющие спектра с четными коэффициентами, избежать нелинейного поражения  $f_{ном} = f_c - 0,5f_{пч}$  и также компенсировать напряжения сигнала и гетеродина на выходе смесителя.

В качестве смесительных секций ПЧ в РПТ применение находят и интегральные схемы - дифференциальные каскады типа К175УВ2, К175УВ4 и перемножители К174ПС1, К525ПС1, К525ПС2 и др.

В ПЧ наряду с биполярными широко применяются полевые транзисторы. Известно, что динамический диапазон зависит от отношения второй производной крутизны активного элемента смесителя к первой гармонике изменения крутизны. Те усилительные приборы, у которых оно наименьшее, обладают наименьшими нелинейными искажениями. У биполярных маломощных кремниевых транзисторов этот параметр на три порядка выше, чем у полевых транзисторов типа КП350, КП902, КП905 и в полтора раза выше, чем у германиевых. В УРЧ этот дефект нивелируется введением обратных связей, вследствие чего линейность каскадов мало различима. В остальном преобразователь частоты на полевом транзисторе (рис.2.57) принципиально не отличается от ПЧ на биполярном транзисторе (рис.2.54), но параметры ПЧ иные.

Крутизна преобразования

$$Y_{21} = \frac{I_{CT} U_{Г}}{2U_{отс}^2},$$

где  $I_{CT}$  - ток стока транзистора;  $U_{отс}$  - напряжение отсечки. Значение  $Y_{21np}$  прямо пропорционально  $U_{Г}$ . Однако для уменьшения количества и интенсивности побочных продуктов преобразования амплитуда подводимого напряжения гетеродина не должна превышать  $U_{отс} / 2$ . В этом случае  $Y_{21np} = I_{CT} / 4U_{отс}$ .

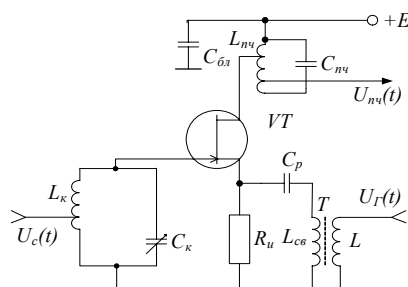


Рис. 2.57.

Схема балансного ПЧ на двухзатворных полевых транзисторах типа КП306 показана на рис. 2.58. Сигнальное колебание через входной

широкополосный трансформатор  $T_1$  подводится к первым затворам  $VT_1$  и  $VT_2$ . Гетеродинное колебание через разделительные емкости  $C_p$  управляет крутизной транзисторов. Балансировка структуры производится по вторым затворам резистором  $R_3 = 100$  кОм. Пара транзисторов нагружена на выходной контур, с которого напряжение преобразованной частоты через выходную обмотку трансформатора  $T_2$  подается в тракт промежуточной частоты.

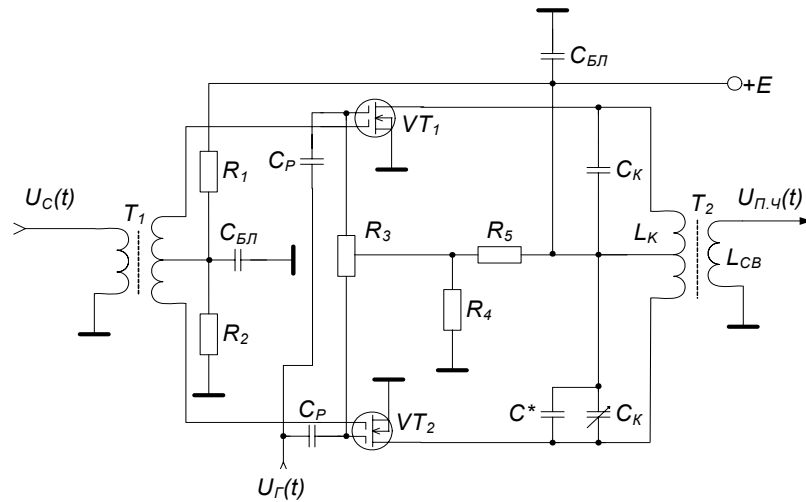


Рис. 2.58.

Схемы на полевых транзисторах с общим затвором имеют преимущество в ДД, достигающее по сравнению с другими схемами до 7 - 15 дБ. Мощные транзисторы позволяют получить еще большие ДД, причем выигрыш по сравнению с маломощными составляет 10 - 20 дБ. Из этих соображений наиболее подходящими элементами смесителя являются полевые транзисторы КП905, КП907, КП908.

На рис.2.59 приведена схема ПЧ на мощных полевых транзисторах с общим затвором.

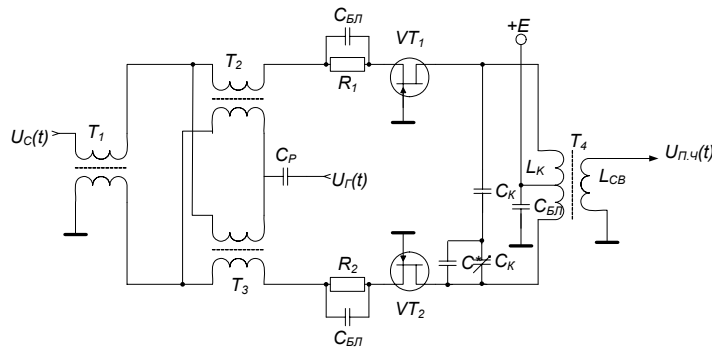


Рис. 2.59.

Транзисторы включены по схеме общим затвором. Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  определяют режим транзисторов по постоянному току. Широкополосный

трансформатор  $T_1$  типа ТДЛ является симметрирующим, а  $T_2$  и  $T_3$  служат для развязки сигнальных и гетеродинных цепей и фазировки колебаний сигнала и гетеродина на входах транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Трансформатор  $T_4$  является выходным и согласует выходное сопротивление смесителя с трактом промежуточной частоты. Балансная схема позволяет подавить на несколько десятков децибел все составляющие спектра с четными коэффициентами. Схема не компенсирует напряжение сигнала в нагрузке смесителя. Для компенсации используются схемы двойных балансных смесителей.

## 2.8. ДИОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Простейший диодный преобразователь состоит из диодного смесителя, цепи автоматического смещения и фильтра (рис. 2.60).

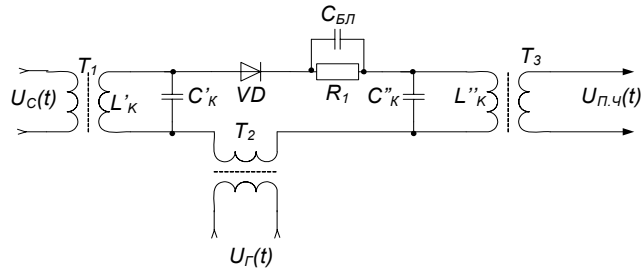


Рис. 2.60.

Для диодов, как известно, крутизна  $Y_{21}$  представляет собой внутреннюю проводимость. При воздействии напряжения гетеродина крутизна диода периодически изменяется с частотой  $f_c$ , поэтому при подаче на вход ПЧ напряжения сигнала на выходе появляются составляющие с комбинационными частотами  $nf_c \pm f_c$ . Составляющая  $f_{н.ч}$  создает на выходном контуре напряжение за счет прямого преобразования частоты. Однако поскольку диодный ПЧ невзаимное устройство,  $u_{н.ч}(t)$  оказывается приложенным к диоду так же, как и  $u_c(t)$  и  $u_g(t)$ . Следовательно, возможно обратное преобразование в сигнал колебания:  $nf_c \pm f_{н.ч} = f_c$ . Это крупный недостаток однодиодных смесителей. С целью его устранения диод иногда совмещают с транзистором (рис. 2.61), который работает в усилительном режиме.

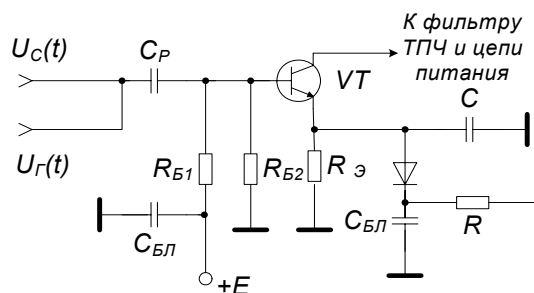


Рис. 2.61.

Крутизна преобразования  $Y_{21np}$  в диодном смесителе определяется углом отсечки  $\theta$ :  $Y_{21np} = Y_{21} \sin(\theta/\pi)$ , а проводимость  $G_{np} = Y_{21} \theta/\pi$ . Коэффициент передачи максимален при  $\theta \rightarrow 0$ , однако реальные значения  $\theta$  составляют  $0,05\pi \dots 0,1\pi$  ( $10^0 - 20^0$ ) и коэффициент передачи равен  $0,2 - 0,3$ .

Шумы диодного ПЧ определяются шумами дробового и теплового характера нелинейно-параметрического элемента и шумами обратного преобразования. Коэффициент шума диодного ПЧ:  $K_{ш} = 1 + 1/K_p$  и составляет 7 - 10 дБ.

Для уменьшения влияния шумов гетеродина возможно использование смесителей с балансной (рис.2.62,а) и двойной балансной структурой (рис.2.62,б).

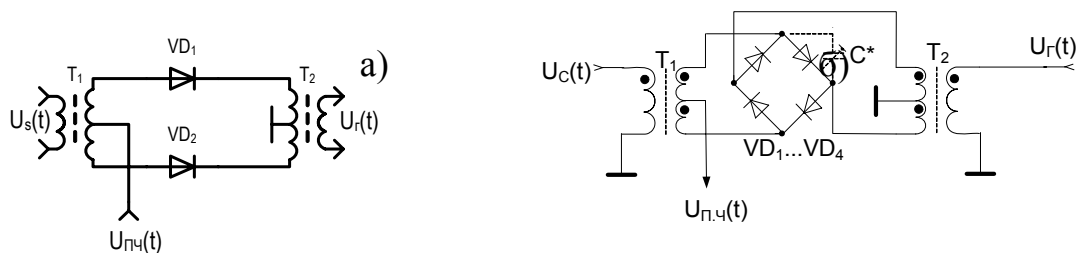


Рис.2.62.

Балансная схема диодного смесителя при сравнимых с однодиодной потерях преобразования обеспечивает: развязку цепей сигнала и гетеродина; развязку цепей гетеродина и промежуточной частоты; подавление шумов гетеродина и в два раза снижает плотность сигналов комбинационных частот.

Двойные балансные структуры дополнительно позволяют: в два раза снизить потери преобразования, обеспечить развязку цепей сигнала и промежуточной частоты и дополнительно в два раза снизить плотность комбинационных частот. Напряжение на выходе двойного балансного смесителя

$$U_{пч}(t) = \frac{1}{\pi} U_c(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(nf_c \pm f_c)t.$$

По параметрам линейности различают три основных класса двойных балансных смесителей: среднего уровня (с  $IP_{вх3} = 20$  дБм при мощности гетеродина 13 дБм); высокого уровня (с  $IP_{вх3} = 25$  дБм при мощности гетеродина 17 дБм) и очень высокого уровня (с  $IP_{вх3} = 30$  дБм при мощности гетеродина 20 дБм). По сравнению с двойным балансным смесителем диодный (очень низкий уровень) имеет  $IP_{вх3} = 7$  дБм при мощности гетеродина 0 дБм, а балансный смеситель (низкий уровень) - 13 дБм при мощности гетеродина 7 дБм.

Двойной балансный смеситель среднего уровня мостового типа (рис. 2.62,б) обычно состоит из двух стандартных симметрирующих гибридных трансформаторов  $T_1$  и  $T_2$  с коэффициентом преобразования импедансов



1:2:2, четырех диодов  $VD_1...VD_4$ , а также симметрирующего конденсатора  $C^*$ , используемого при оптимизации развязки между входами ПЧ (которая обычно превышает 25 дБ). При мощности гетеродина 13 дБм точка компрессии равна 7 - 9 дБм, коэффициент шума 5,0 - 6,5 дБ. Смесители этого вида используют в РПТ широкого применения. Для наращивания линейности возможно повышение мощности гетеродина. При этом

$$\Delta P_{\text{вх}3} = 10 \lg \left( \frac{1}{8} \left( \frac{U_{\text{вхmax}}}{U_U} \right)^2 \right),$$

где  $U_{\text{вхmax}}$  - амплитуда помехи.

Смеситель высокого уровня (рис.2.63) по структуре близок к смесителю среднего уровня. Отличие состоит в использовании нескольких диодов в каждом квадранте кольца. Для двух диодов при подводимой мощности гетеродина 17 дБм можно получить  $IP_{\text{вх}3} = 25 - 27$  дБм и точку компрессии 13 - 15 дБм.

В двойном балансном смесителе очень высокого уровня к каждому диоду последовательно подключено RC-звено (рис.2.64). Реактивное сопротивление каждого конденсатора не должно превышать 10 Ом на самой низкой частоте диапазона. Типовые значения параметров:  $IP_{\text{вх}3} = 30 - 33$  дБм, точка компрессии 15 - 18 дБм и  $K_{\text{ш}} = 6,5 - 7$  дБ. Эти смесители используются в профессиональной аппаратуре.

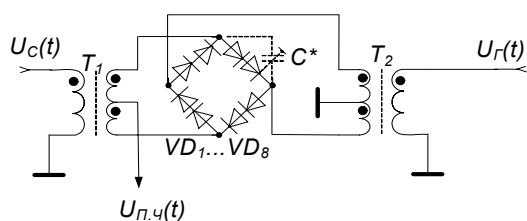


Рис.2.63.

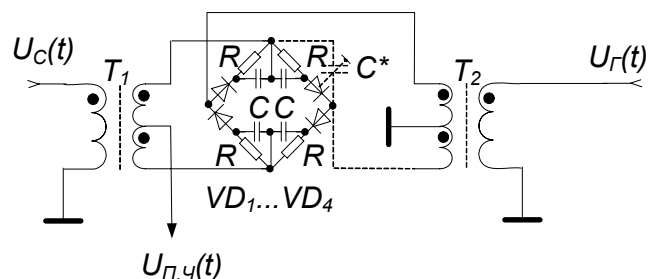


Рис.2.64.

Важным моментом является выбор конструкции трансформатора и схемы включения. В рассмотренных вариантах частотная характеристика начинается с 0 Гц. В среднюю точку  $T_1$  может подаваться или сниматься самая низкочастотная составляющая из всех частот. Верхняя граничная частота убывает с ростом класса уровня смесителя.

Фазовый и амплитудный балансы в системе и согласование с нагрузками обеспечиваются симметричностью обмоток и идентичностью плеч смесителя. Диоды должны различаться не более чем на 5% по значению прямого напряжения при токах не менее 10 мА. Следует также обеспечить конструктивную симметрию смесителя.

Рассогласование в тракте диодных ПЧ может ощутимо ухудшить параметр  $IP_{\text{вх}3}$  за счет мощностей колебаний, отраженных от селективной нагрузки. Пусть, например, для смесителя, нагруженного по промежуточной

частоте на 50-омный импеданс, имеем  $IP_{вх3} = 30$  дБм, для нагрузки в виде кварцевого фильтра параметр  $IP_{вх3}$  сразу же уменьшится до 8 дБм. Система с контуром позволит получить  $IP_{вх3} = 17$  дБм, а включение после смесителя согласующего усилителя даст возможность реализовать  $IP_{вх3} = 23$  дБм. В качестве согласующего усилителя возможно использование каскада, показанного на рис. 2.30. При этом  $R_{вх} = 1/Y_{21}$  и весьма широкополосно, вследствие чего переотражения в сечении смеситель - нагрузка отсутствуют. В случае использования КП905А с током  $I_{CT} = 20 - 40$  мА,  $R_{вх}$  составляет 50 Ом.

Дальнейшее повышение линейности ПЧ возможно при использовании гетеродина с выходным сигналом типа "меандр". Как известно, определяющая нелинейность вносится при переключении моста вследствие плавного изменения дифференциального сопротивления диодов. При меандровой форме сигнала гетеродина оно изменяется резко и искажения уменьшаются по закону:

$$\Delta IP_{вх3} = 10 \lg \left( \frac{f_c \tau_{вкл} (U_{вхmax} / U_r)^2}{2} \right)$$

где  $\tau_{вкл}$  - время включения диода, т.е. чем круче фронт, тем выше линейность.

## 2.9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СВЧ ДИАПАЗОНА

Принципиально, работа ПЧ СВЧ диапазона ничем не отличается от работы ПЧ в трактах умеренно высоких частот. Но вследствие пониженной абсолютной избирательности резонансных цепей в диапазоне СВЧ, узкополосности радиоприемных трактов, уменьшения крутизны преобразовательных элементов, трудностей получения больших мощностей гетеродина и топологических особенностей реализации смесителей СВЧ, такие смесители имеют некоторые особенности.

В случае, когда трудно обеспечить частотную селекцию по зеркальному каналу в преселекторе, используются схемы преобразователей частоты с фазовым подавлением, структуры которых показаны на рис. 2.65.

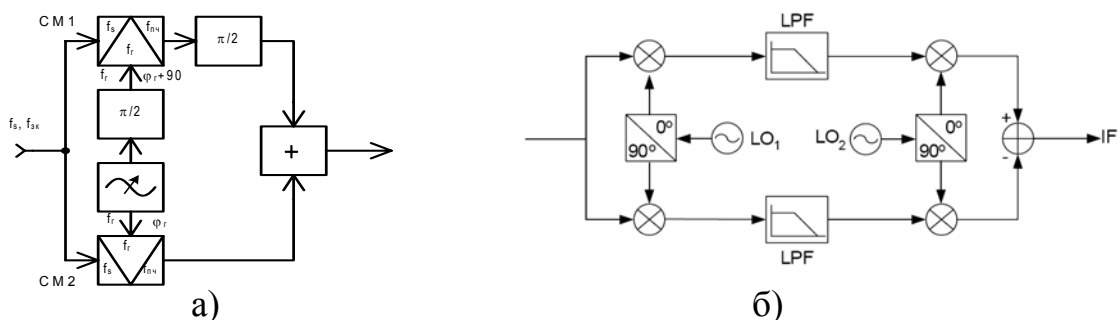


Рис. 2.65.

В структуре рис. 2.65,а (структура Hartley) при подаче на вход сигналов

с частотой  $f_s$  и фазой  $\varphi_s$  и с частотой  $f_{зк}$  и фазой  $\varphi_{зк}$  они передаются в смесители 1 и 2, на гетеродинные входы которых подаются колебания с частотой  $f_r$  и фазами  $\varphi_r+90^0$  и  $\varphi_r$ . В результате преобразования, на выходе смесителя 1 получают сигнал полезной частоты  $f_s - f_r$  с фазой  $\varphi_s - \varphi_r - 90^0$ , а также зеркальную помеху с частотой  $f_r - f_{зк}$  и фазой  $\varphi_r - \varphi_{зк} + 90^0$ . На выходе смесителя 2 частоты те же, но с другими фазами: и  $\varphi_s - \varphi_r$  и  $\varphi_r - \varphi_{зк}$ . После фазовращателя на  $90^0$  в канале смесителя 1 сигналы суммируются. При этом помеха зеркального канала имеет в верхнем и нижнем каналах противоположные фазы и при сложении в сумматоре компенсируется. Сигнальные же составляющие синфазны и поэтому суммируются. Схема также компенсирует гетеродинные колебания и его шумы.

В структуре рис.2.65,б (структура Wiever) трудно реализуемый широкополосный фазовращатель заменен на дополнительный преобразователь.

Для СВЧ смесителей характерно многократное взаимодействие колебаний комбинационных частот. Для преобразования в смесителе с  $f_s > f_r$  кроме разностной частоты ( $f_{пч} = f_s - f_r$ ) на его выходе будут присутствовать колебания суммарной частоты ( $f_{с} = f_s + f_r$ ) и колебание зеркальной частоты ( $f_{зч} = 2f_r - f_s$ ), амплитуда которой несколько меньше, т.к. вторая гармоника гетеродина, возникающая в смесителе, по крайней мере, в два раза меньше амплитуды первой гармоники (рис. 2.66).

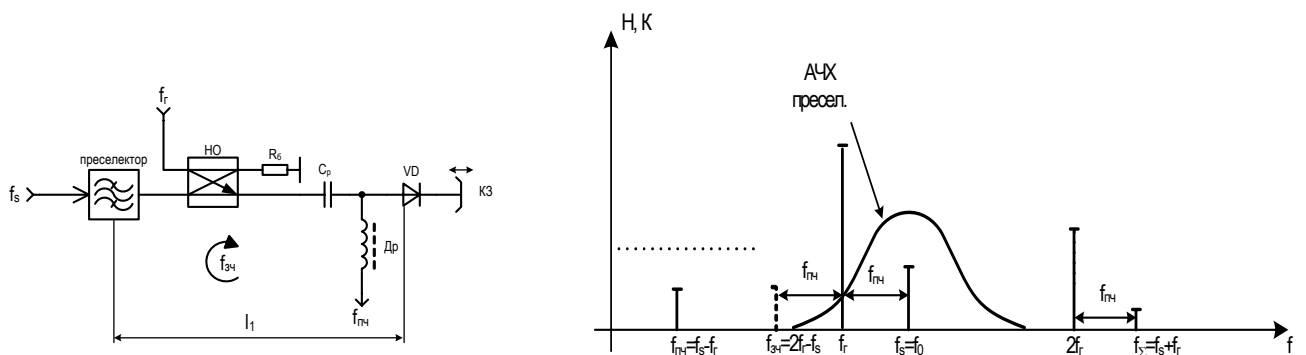


Рис.2.66.

Важно не смешивать понятие зеркальной частоты ЗЧ ( $f_{зч}$ ), возникающей в смесителе в результате преобразования  $2f_r - f_s = f_{зч}$  с понятием, равной ей по значению частоты зеркального канала ЗК ( $f_{зк}$ ), которая может быть принята из эфира, как помеха в результате преобразования  $f_r - f_{зк} = f_{пч}$ , если входной фильтр (преселектор) имеет недостаточную селективность.

Колебания суммарной и зеркальной частот отражаются от смесителя в сторону входа. Поскольку они несут более половины энергии сигнала, то при их поглощении в согласованном тракте, например в вентиле потери преобразования будут больше 6 дБ.

Такие смесители называются согласованными по зеркальной частоте. Упрощенная структура согласованных по ЗЧ смесителей имеет вид, показанный на рис. 2.67.

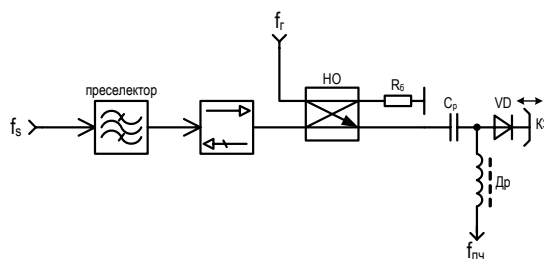


Рис.2.67.

Реальные потери в таких смесителях составляют 8-10 дБ, что связано с просачиванием сигнала в цепи гетеродина и потерями на активном сопротивлении диода.

Благодаря отсутствию отражения, АЧХ согласованного по ЗЧ небалансного смесителя равномерна в широкой полосе частот, а ФЧХ – линейна.

Очевидно, если отразить от входа к диоду возникающие в смесителе колебания ЗЧ в соответствующей фазе, используя для этого, например входной фильтр, расположенный на таком расстоянии от смесителя, при котором продукты вторичного преобразования  $f_r - f_{зч} = f_{пч}$  синфазны

продуктам основного преобразования  $f_{пч} = f_s - f_r$ , это обеспечит приращение мощности преобразованного сигнала на 1...2 дБ. Такой смеситель называется *смесителем с отражением* или регенерацией энергии зеркальной частоты (рис.2.68).

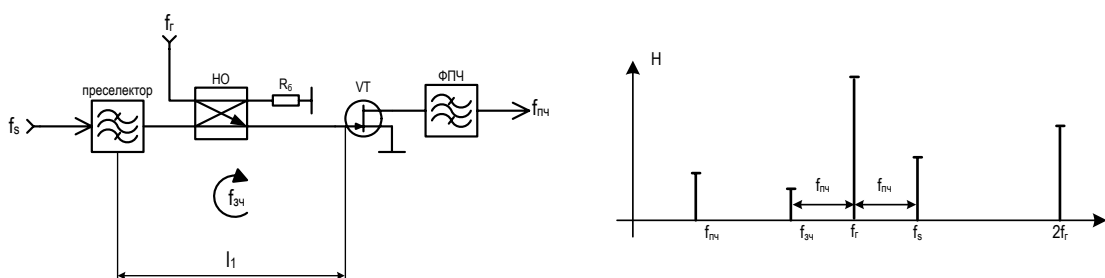


Рис.2.68.

Эффективность преобразования можно дополнительно увеличить за счет использования наряду с колебаниями ЗЧ, колебаний суммарной частоты. При этом структурная схема тракта имеет вид, показанный на рис. 2.69.

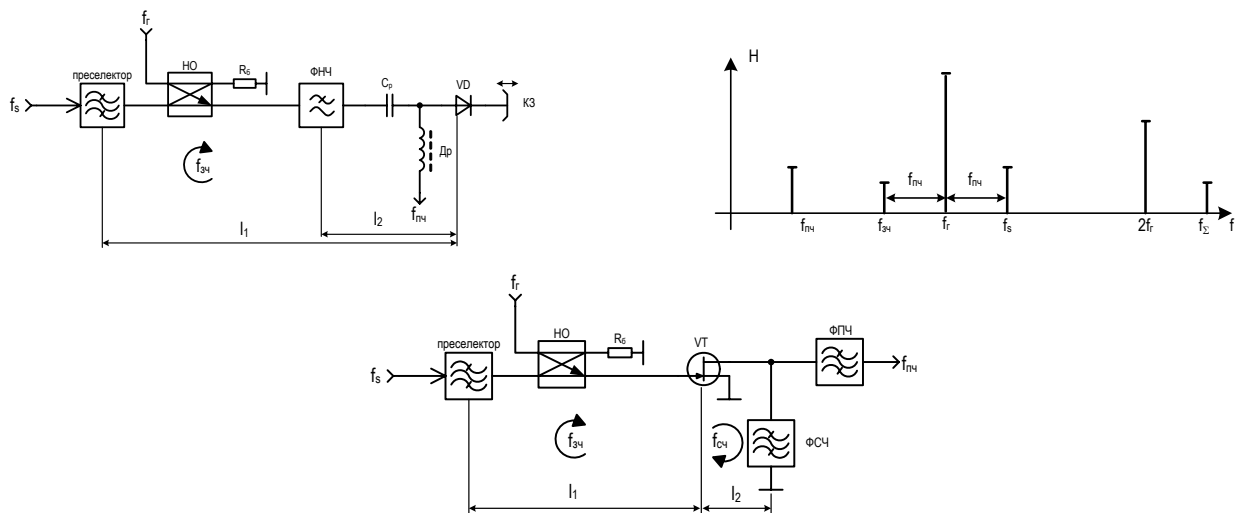


Рис.2.69.

Здесь ФНЧ пропустит колебания:  $f_r$ ,  $f_{зк}$ ,  $f_{зч}$ , но отразит  $f_{\gamma}$ , которое в результате преобразования  $2f_r - f_{\gamma} = f_{пч}$  и при соответствующем подборе расстояния  $l_2$ , спадом в фазе относительно колебания  $f_{пч}$ . Входной фильтр отражает колебание  $f_{зч}$ , а их фазировка осуществляется подбором  $l_1$ .

В транзисторной схеме специальный фильтр ФСЧ, который отражает  $f_{\gamma}$  и в последующем преобразует  $f_{\gamma}$ , а подбором  $l_2$ , как и для диодной схемы, обеспечивается фазировка сигналов  $f_{\gamma}$  с сигналами основного преобразования. Так как синфазность сложения колебаний реализуется в ограниченной полосе частот, то смесители с отражением комбинационных продуктов довольно узкополосны, хотя обеспечивают повышенные энергетические характеристики. Важно отметить, что за счет отражения помехи  $f_{зк}$  от входного фильтра рассмотренные схемы обеспечивают подавление помех и ЗК наряду с преселектором, отражая ее в сторону антенны.

Технически небалансные смесители могут быть выполнены на диодах либо транзисторах, встроенных в волноводную или микрополосковую линию (МПЛ). Эскиз и принципиальная схема волноводного однодиодного смесителя показан на рис. 2.70.

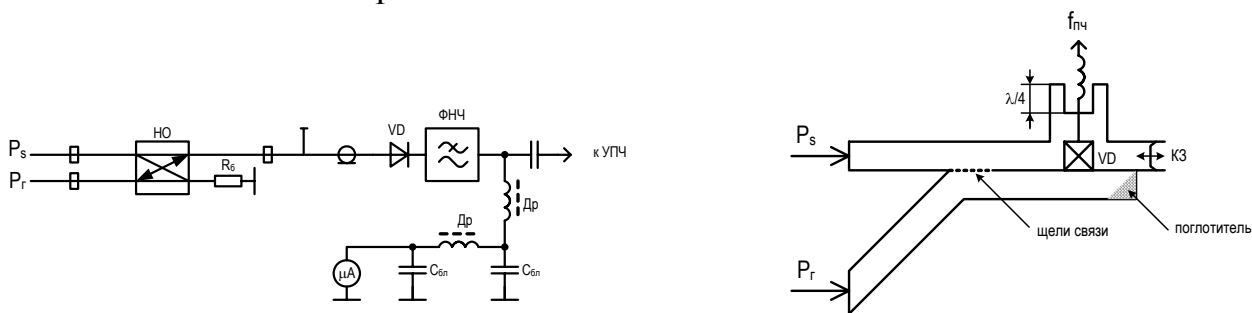


Рис.2.70.

Смесительная секция с диодом и коаксиальным выводом постоянного тока и промежуточной частоты соединена с направленным ответвителем

(НО), в прямое плечо которого подается сигнальное колебание, а в боковое плечо – колебание гетеродина (мощность которого составляет 0.5..3мВт). Важно помнить, что поскольку НО вносит ослабление по гетеродинному плечу около 10 дБ, то подводимую мощность необходимо увеличить примерно до 5..30 мВт. При этом остаток мощности гетеродина, т.е. (9/10  $P_r$ ) поглощается в балансной нагрузке. Миллиамперметр позволяет установить оптимальный режим работы смесителя:  $I_{\text{опт}}=0.5...1\text{мА}$  и проконтролировать работоспособность гетеродина и исправность диода.

Главный недостаток небалансного смесителя: преобразование шумов гетеродина на ПЧ, поэтому  $K_{\text{ш}}=10..15$  дБ при собственных потерях 8..10 дБ.  $K_{\text{ш}}$  можно уменьшить на 5..10 дБ, используя вышеизложенные технические приемы, а также охладив до смеситель до температуры жидкого азота (77 К°). Другой недостаток заключается в высоких интермодуляционных шумах и заметных нелинейных искажениях, которые ограничивают величину динамического диапазона. В общем случае ДД однодиодного смесителя СВЧ не превышает 50 дБ.

В современных СВЧ РПТ в большинстве случаев применяют балансные смесители, основным достоинством которых является способность подавлять шумы гетеродина (что является важным для обеспечения минимального  $K_{\text{ш}}$ ) и обеспечивать на 3 дБ большую верхнюю границу ДД.

Схема балансного смесителя включает две смесительные секции и СВЧ-мост (квадратурный, кольцевой и т.п.) (рис. 2.71).

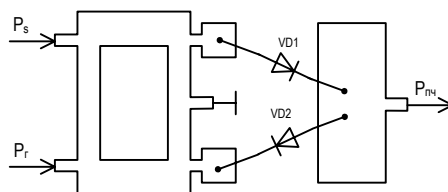


Рис. 2.71.

К двум плечам моста подключают смесительные секции, а к двум подводят колебания сигнала и гетеродина. При соблюдении определенных фазовых соотношений (что обеспечивается с помощью СВЧ-мостов), между колебанием сигнала и гетеродина формируются контролируемые фазовые сдвиги. В результате преобразованные сигналы имеют одинаковые фазы и поэтому на выходе смесителя суммируются, а преобразованные шумы, как и колебание гетеродина, подавляются вследствие их противофазности.

Последовательное включение диодов VD1 и VD2 позволяет обеспечить компенсацию шумов гетеродина непосредственно на общем выводе диодов и при использовать простую, небалансную схему УПЧ, т.е. как в однодиодном смесителе.

Коэффициент подавления шумов гетеродина для типовой конструкции составляет 15..30 дБ. Как и в смесителе более низких диапазонов частот, коэффициент шума балансного смесителя и коэффициент передачи такие же,

как и у однодиодного смесителя. Например, при использовании пары диодов 3А11Б, коэффициент шума равен 7...8 дБ.

Другим характерным примером балансного смесителя является смеситель на двойном Т-мосте (рис. 2.72).

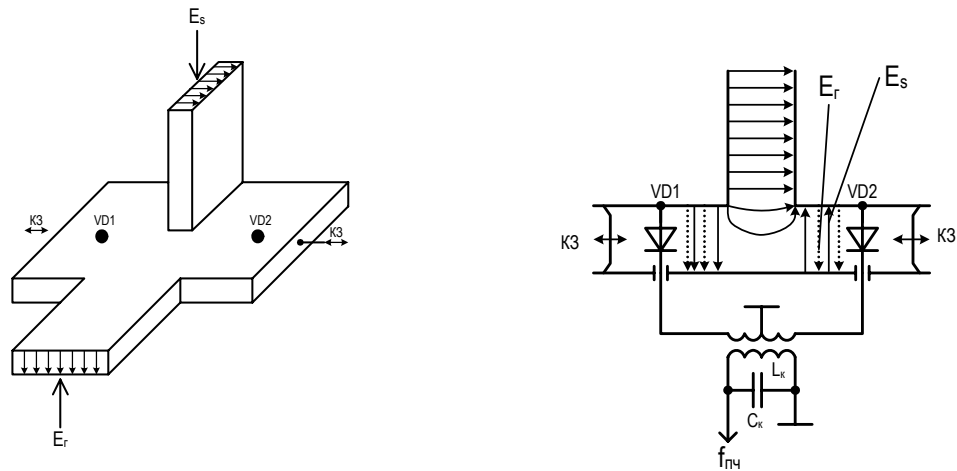


Рис. 2.72.

Здесь входной сигнал по волноводу передается в смесительную камеру, состоящую из перпендикулярного волновода. С другого плеча Т-моста подается сигнал гетеродина. Стрелки на рис.2.72 показывают направление силовых линий. Диоды помещают в пучностях электрического поля, подстройка которых обеспечивается короткозамыкающими плунжерами. Промежуточная частота  $f_{пч}$  снимается с колебательного контура на  $L_k C_k$ . Реализация методов регенерации зеркальной частоты и суммарной частот позволяет достигнуть  $K_{ш}=2...4$ дБ.

## 2.10. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) предназначены для усиления сигналов промежуточной частоты, поступающих с преобразователя частоты. УПЧ обеспечивают усиление и фильтрацию сигналов в заданной и неизменной полосе частот, ширина которой много меньше сигнальной частоты.

При построении УПЧ используют две базовые структуры: с распределением избирательных цепей по тракту (рис.2.73,а) и с сосредоточенными избирательными цепями (рис.2.73,б).

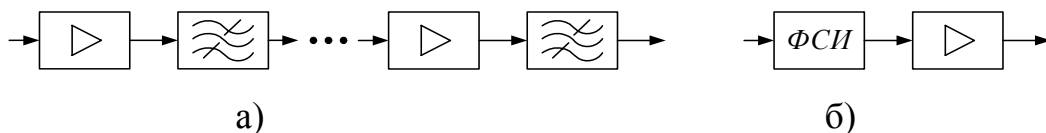


Рис. 2.73.

В первой структуре избирательность УПЧ обеспечивается простейшими избирательными цепями - одиночными колебательными контурами или двухконтурными полосовыми фильтрами, а во второй - в фильтрах сосредоточенной избирательности (ФСИ), в качестве которых используют многозвенные  $LC$ -цепи; объемные резонаторы; электромеханические, кварцевые, пьезокерамические фильтры; фильтры на ПАВ, а также фильтры на основе  $RC$ -цепей.

Простейшим типом полосовых усилителей является УПЧ с одиночно настроенными контурами. В усилителях этого типа используется цепочечное включение идентичных каскадов, содержащих резонансные контуры, подключенные с помощью трансформаторной либо автотрансформаторной связи к активному элементу, в качестве которого используются биполярные и полевые одиночные транзисторы, транзисторные структуры и микросхемы. Схемотехника таких УПЧ отличается от технических решений диапазонных резонансных УПЧ только наличием неперестраиваемой резонансной системы (рис. 2.74).

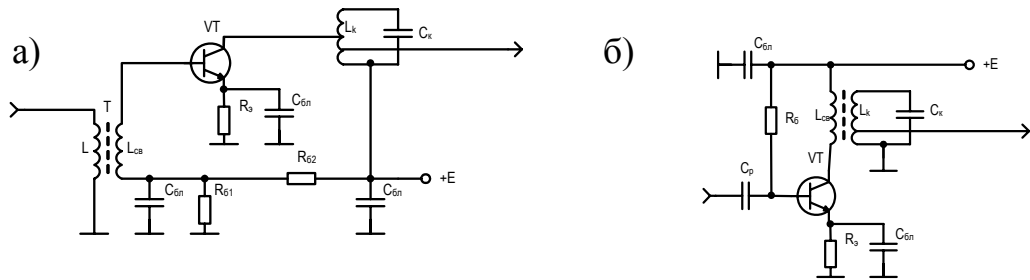


Рис. 2.74.

Коэффициент прямой передачи резонансного каскада УПЧ в общем виде равен:

$$K_o = \frac{U_2}{U_1} = \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H}.$$

При автотрансформаторном включении нагрузки (рис.2.74,а) напряжение на выходе четырехполюсника и на нагрузке связаны соотношением

$$U_H = \frac{U_2 n_2}{n_1},$$

тогда резонансный коэффициент передачи равен:

$$K_o = \frac{U_H}{U_1} = \frac{y_{21} \frac{n_2}{n_1}}{y_{22} + y_H'} = \frac{y_{21} \frac{n_2}{n_1}}{y_{22} + \frac{g_{oe} + y_H n_2^2}{n_1^2}} = \frac{y_{21} n_1 n_2}{y_{22} n_1^2 + g_{oe} + y_H n_2^2} = y_{21} n_1 n_2 R_{oe\varepsilon}.$$

При этом комплексный коэффициент прямой передачи

$$K = \frac{U_H}{U_1} = \frac{y_{21} n_1 n_2 R_{oe\varepsilon}}{1 + j\xi}.$$



Для заданной эквивалентной добротности максимальный коэффициент передачи (с учетом  $n_1=1$ ,  $n_2 = \sqrt{g_{22} / g_{11}}$ ) определяется выражением:

$$K_{o\max} = \frac{S}{2\sqrt{g_{11}g_{22}}} \left(1 - \frac{Q_3}{Q_o}\right),$$

Расчет эквивалентной емкости контура производится по формуле

$$C_3 = \frac{2g_{22}n_1^2}{\omega_o \left(\frac{1}{Q_3} - \frac{1}{Q_o}\right)},$$

а определение контурной емкости – по формуле:  $C_k = C_3 - C_{22}n_1^2 - C_H n_2^2$ .

Индуктивность контура определяется как:

$$L_k = \frac{1}{\omega_o^2 C_3}.$$

Если величина индуктивности слишком мала, то, задаваясь ее величиной, определяют

$$C_3 = \frac{1}{\omega_o^2 L_k}$$

и рассчитывают коэффициенты включения.

Коэффициент обратной передачи равен:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c}.$$

При автотрансформаторном включении нагрузки

$$\beta = \frac{U_1}{U_H} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c} \cdot \frac{n_1}{n_2}.$$

Сквозной коэффициент передачи с учетом внутренней проводимости источника сигнала:

$$K = \frac{U_2}{e_c} = \frac{\frac{y_c}{y_c + y_{11}} \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H}}{1 - \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H} \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c}} = \frac{K_{вц} K_o}{1 - \beta K_o}.$$

Для реализации максимальной эффективности одиночного каскада требуется обеспечить высокую селективность по соседним каналам приема и большое усиление, которое ограничивается условием устойчивости усилителя:  $\beta K_o < 1$ .

Величина  $\varepsilon = \beta K_o$  называется запасом устойчивости:

$$\varepsilon = \left(\frac{y_{12}}{y_{11} + y'_c} \cdot \frac{n_1}{n_2}\right) \left(\frac{y_{21} n_1 n_2}{y'_{22} + y'_H}\right) = y_{12} \dot{R}_{гэ} n_c^2 y_{21} \dot{R}_{нэ} n_1^2,$$

где  $\dot{R}_{гэ}$  и  $\dot{R}_{нэ}$  – комплексные эквивалентные сопротивления источника сигнала и нагрузки. Обычно  $\varepsilon = 0,2 \div 0,4$ .

Поскольку внутренние параметры в общем случае являются комплексными величинами, то

$$\varepsilon = |\varepsilon| e^{j(\varphi_{12} + \varphi_{гэ} + \varphi_{21} + \varphi_{нэ})},$$

где  $|\varepsilon| = y_{12} R_{гэ} y_{21} R_{нэ}$ .

Одним из необходимых условий возникновения генерации, как известно, является условие баланса фаз  $\varphi_{12} + \varphi_{гэ} + \varphi_{21} + \varphi_{нэ} = 0$ .

Проанализируем это условие. При прохождении сигнала через усилительный элемент (для схем включения с общим эмиттером или истоком) фаза сигнала изменяется на 180 градусов, поэтому  $\varphi_{21} = -180^\circ$ . Максимальный фазовый сдвиг, который приобретает сигнал при прохождении дифференцирующей цепочки обратной связи  $R_{гэ} C_{обк}$  (или  $R_{гэ} C_{зс}$ ) равен  $+90^\circ$ , т.е.  $\varphi_{12} = +90^\circ$ . Тогда с учетом условия баланса фаз, получим

$$-180^\circ + 90^\circ + \varphi_{гэ} + \varphi_{нэ} = 0,$$

откуда  $\varphi_{гэ} + \varphi_{нэ} = +90^\circ$ .

При одинаковых колебательных системах на входе и выходе транзистора  $\varphi_{гэ} = \varphi_{нэ} = +45^\circ$ , что обеспечивается на нижней границе полосы пропускания колебательного контура.

Полное сопротивление контура на границах полосы пропускания (при  $\xi=1$ ) равно

$$Z = \frac{R_{оэ}}{\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{R_{оэ}}{\sqrt{1+1}} = \frac{R_{оэ}}{\sqrt{2}}.$$

Следовательно  $|\varepsilon| = y_{12} y_{21} \frac{R_{гэ} n_c^2}{\sqrt{2}} \frac{R_{нэ} n_1^2}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} y_{12} y_{21} R_{гэ} n_c^2 R_{нэ} n_1^2$ .

Преобразуя это выражение, получаем

$$|\varepsilon| = \frac{1}{2} y_{12} y_{21} R_{гэ} n_c^2 R_{нэ} n_1^2 \frac{y_{21} R_{нэ} n_2^2}{y_{21} R_{нэ} n_2^2} = \frac{y_{12} R_{гэ} n_c^2}{2} \frac{K_{оуст}^2}{y_{21} R_{нэ} n_2^2},$$

где  $K_{оуст}$  – максимальный коэффициент устойчивого усиления:

$$K_{оуст} = \sqrt{\frac{2\varepsilon y_{21} R_{нэ}}{y_{12} R_{гэ}} \cdot \frac{n_2}{n_c}}$$

при заданном запасе устойчивости  $\varepsilon$ .

Для идентичных колебательных системах на входе и выходе каскада выражение упрощается:  $K_{оуст} = \sqrt{\frac{2\varepsilon y_{21}}{y_{12}}}$  и с учетом размерности ( $y_{21}$ - мА/В;

$f_{max}$  – МГц;  $C_{12}$ - пФ):  $K_{уст} = 6.3 \sqrt{\frac{Y_{21}}{f_{max} \cdot C_{12}}}$ .

Если требуемый коэффициент передачи  $K_o$  больше  $K_{оуст}$ , то принимают  $K_o = K_{оуст}$  и коэффициент включения со стороны нагрузки рассчитывают по

формуле

$$n_2 = \frac{K_{0\text{уст}}}{S\rho Q_3}$$

Для сохранения заданного значения эквивалентной добротности выходной контур шунтируют резистором

$$R_{\text{шн}} = \frac{1}{g_{22} - g_H n_2^2}$$

Для повышения  $K_{0\text{уст}}$  необходимо выбирать активный элемент с максимальным значением отношения ( $y_{21}/y_{12}$ ), можно также применить цепь нейтрализации проходной емкости, схему включения транзистора с общей базой (с общим затвором) либо использовать каскодное включение транзисторов (рис.2.75).

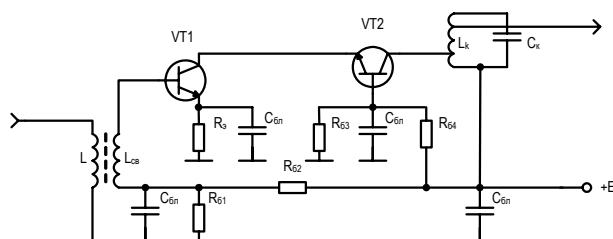


Рис.2.75.

Поскольку УПЧ представляет собой многокаскадную резонансную систему, важно оценить влияние параметров каскада на селективные свойства тракта, а также выяснить влияние числа каскадов  $n$  на коэффициент прямоугольности и усиления.

Коэффициент прямоугольности определяется по результирующей АЧХ, формируемой  $n$  резонансными усилителями, которая в свою очередь определяется произведением резонансных характеристик отдельных каскадов:  $y = y_1 \dots y_n$  где  $y_i = 1/\sqrt{1 + \xi^2}$ ,  $\xi = 2\Pi Q_{\text{экр}} / f_0$ . Тогда результирующая полоса по уровню 0,7

$$\Pi = \frac{f_0}{Q_{\text{экр}}} \sqrt{n\sqrt{2} - 1},$$

а коэффициент прямоугольности

$$K_{\Pi\gamma} = \sqrt{\left(1/n\sqrt{\gamma^2 - 1}\right) \left(n\sqrt{2} - 1\right)^{-1}}.$$

Анализ двух последних выражений показывает, что с ростом  $n$  полоса уменьшается, стремясь в пределе к нулю (при  $n \rightarrow \infty$  и  $\gamma = 0,01$  предельное значение  $K_{\Pi\gamma} = 3,6$ ). Поэтому для обеспечения заданной полосы пропускания многокаскадного усилителя необходимо уменьшать добротности контуров в каждом из каскадов, т.е. расширять их полосы пропускания. Однако при

этом одновременно уменьшаются эквивалентные сопротивления контуров и соответственно коэффициент усиления каждого из каскадов структуры.

Резонансный коэффициент усиления УПЧ в случае  $n$  одинаковых одноконтурных каскадов с  $K_0 = Y_{21} R_{0e.экв} m_1 m_2$ :

$$K_{0\Sigma} = K_0^n = (Y_{21} m_1 m_2 / (2\pi P C))^n,$$

где  $R_{0e.экв} = \rho Q_{экв} = 1 / (2\pi P C_k)$ . Эта зависимость имеет максимум при  $n = n_{opt}$ , наличие которого связано с тем, что при увеличении числа каскадов в УПЧ происходит сужение результирующей полосы. Поэтому для сохранения заданной  $P$  требуется расширять полосы отдельных каскадов, что и приводит к снижению передачи.

На рис.2.76 показана характеристика  $K_{0\Sigma}$  для двух случаев построения тракта: с шунтированием контуров (кривая 1) и без шунтирования (кривая 2). Видно, что реализуемый коэффициент передачи примерно одинаков для обоих случаев.

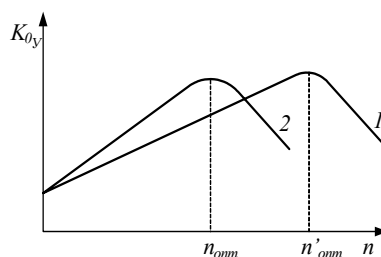


Рис.2.76.

Трудность получения большого усиления при заданной избирательности определяет необходимость максимально эффективного использования одиночного каскада. С этой целью применяют активные компоненты с большой крутизной и снижают емкость контура. Однако требования стабильности рабочей частоты УПЧ препятствуют значительному снижению емкости.

Улучшение параметров УПЧ возможно при переходе к схеме с *одиночными взаимно расстроенными контурами* (рис.2.77).

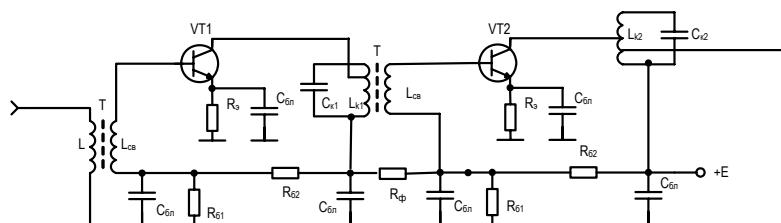


Рис. 2.77.

Резонансные контуры  $L_{к1}C_{к1}$  и  $L_{к2}C_{к2}$ , в отличие от предыдущего случая, принудительно расстраиваются относительно центральной частоты ( $f_0=f_{пч}$ ) вверх и вниз на некоторую величину ( $\Delta f$ ), соответствующую изменению

обобщенной расстройки на  $\Delta\xi$  (рис.2.78). В таких усилителях  $\Pi_1=\Pi_2$ ;  
 $\Pi_1=\frac{1}{2pC_1R_{\text{экв}}}$ ;  $\Pi_2=\frac{1}{2pC_2R_{\text{экв}}}$ ;  $C_1=C_2$ .

Коэффициенты передачи каскадов одной такой пары равны:

$$K_1 = \frac{SR_3}{\sqrt{1+(\xi+\Delta\xi)^2}}, \quad K_2 = \frac{SR_3}{\sqrt{1+(\xi-\Delta\xi)^2}},$$

а общий коэффициент передачи одной пары:

$$K_{\Sigma} = \frac{S^2 R_3^2}{\sqrt{[1+(\xi+\Delta\xi)^2][1+(\xi-\Delta\xi)^2]}} = \frac{S^2 R_3^2}{\sqrt{\xi^4 + 2\xi^2(1-\Delta\xi^2) + (1+\Delta\xi)^2}}.$$

Анализ суммарной АЧХ одной такой пары показывает наличие нескольких характерных точек, для которых

$$\frac{dK_{\Sigma}}{d\xi} = 4\xi^3 + 4\xi(1-\Delta\xi^2) = 0.$$

Решением этого уравнения являются следующие значения обобщенной расстройки:

$$\xi_1 = 0, \\ \xi_{2,3} = \pm\sqrt{\Delta\xi^2 - 1}.$$

Значение  $\Delta\xi=1$  соответствует критической расстройке, при которой провал на АЧХ отсутствует (максимально плоская АЧХ) (рис.2.79).

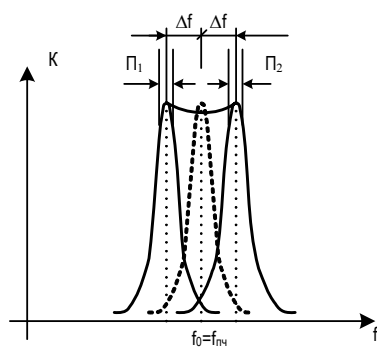


Рис. 2.78.

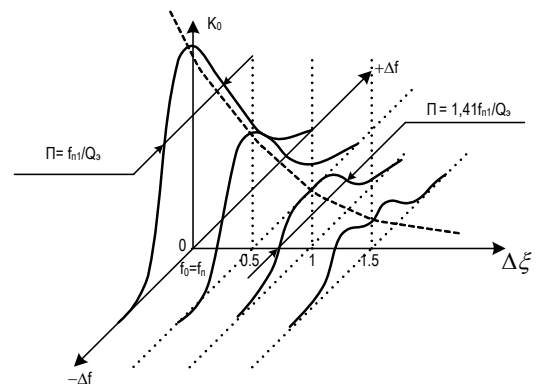


Рис. 2.79.

С увеличением расстройки характеристики усилителя улучшаются, однако изменяется форма АЧХ. При  $|\Delta\xi|>1$  характеристика двугорбая, а при  $|\Delta\xi|>2,41$  провал будет ниже уровня 0,707, поэтому данное значение соответствует предельной расстройке. Наиболее удобна критическая расстройка с  $|\Delta\xi|=1$ , т.е. на границе перехода к двугорбой характеристике. Максимальная эффективность УПЧ с взаимно расстроенными контурами достигается при  $\Delta\xi = \sqrt{2\sqrt{2}-1} \approx 1,35$ . В этом случае форма АЧХ соответствует Чебышевской, при которой боковые составляющие могут усиливаться в большей степени.

При  $\Delta\xi=1$  для суммарного коэффициента передачи одной пары получаем:

$$K_{\Sigma} = \frac{S^2 R_3^2}{\sqrt{\xi^4 + 4}}$$

Фиксированный уровень  $\gamma$  для УПЧ, состоящего из  $n$  пар каскадов, равен

$$\gamma = \left( \frac{K_{\Sigma}(f)}{K_{\Sigma}(f_0)} \right)^n = \left( \frac{S^2 R_3^2}{\sqrt{\xi_{\gamma}^4 + 4}} \cdot \frac{2}{S^2 R_3^2} \right)^n = \frac{2^n}{\left( \sqrt{\xi_{\gamma}^4 + 4} \right)^n},$$

откуда значение обобщенной расстройки  $\xi_{\gamma}$ , которая необходима для получения уровня  $\gamma$  равно  $\xi_{\gamma} = \sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt[n]{\gamma^{-2}} - 1}$ . Для уровня 0,707

$$\xi_{0,707} = \sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1},$$

следовательно, коэффициент прямоугোলности многокаскадного УПЧ равен

$$K_{\Pi_{\gamma}} = \sqrt[4]{\frac{\sqrt[n]{\gamma^{-2}} - 1}{\sqrt[n]{2} - 1}}.$$

При  $n \rightarrow \infty$  и  $\gamma = 0,01$  предельное значение  $K_{\Pi_{\gamma}} = 1,9$ .  $K_{\Pi_{\gamma}}$  уменьшается за счет возрастания скатов АЧХ и увеличивается  $R_{\text{эКВ}}$ , что приводит к росту общего коэффициента передачи  $n$ -каскадного УПЧ по сравнению с одноконтурной реализацией.

Резонансный коэффициент передачи многокаскадного УПЧ с расстроенными контурами определяется выражением:

$$K_{0\Sigma} = \left( \frac{S^2 R_3^2}{\sqrt{4}} \right)^n = 2^{2n} = \left( \frac{S}{2\pi f_0 C} \cdot \frac{f_0}{\Delta F_{\kappa 0,707} \sqrt{2}} \right)^{2n} = \left( \frac{S}{2\pi C \Delta F_{0,707}} \right)^m \left( \sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1} \right)^m,$$

и имеет экстремальный характер (рис.2.80).

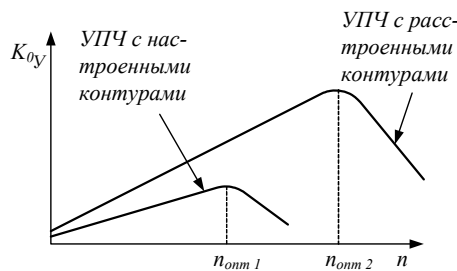


Рис. 2.80.

Однако, в отличие от резонансного многокаскадного УПЧ с настроенными контурами, коэффициент передачи с ростом числа каскадов возрастает значительно быстрее, что является следствием возможности увеличения добротности контуров  $L_{\kappa 1} C_{\kappa 1}$  и  $L_{\kappa 2} C_{\kappa 2}$ .

С целью дальнейшего повышения коэффициента передачи применяют УПЧ с двухконтурными фильтрами. Форма АЧХ двухконтурного фильтра повторяет АЧХ двух независимых контуров с расстройкой. Однако в этих

трактах возможно использование меньшей контурной емкости, что позволяет увеличивать коэффициент передачи.

В УПЧ данного типа в качестве нагрузки применяются различные системы связанных колебательных контуров (рис.2.81): контуры с индуктивной (б), внутриемкостной (в) и внешнеемкостной (г) связями.

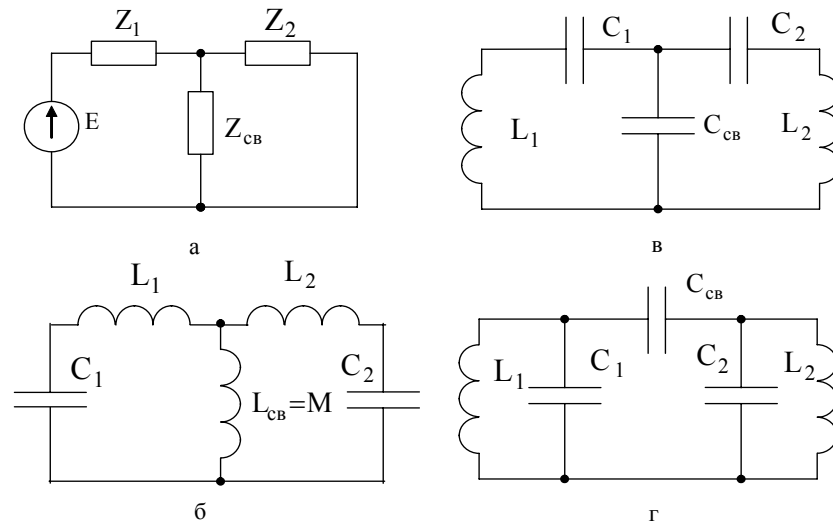


Рис.2.81.

Наличие реактивного элемента связи  $jx_{св}$  приводит к появлению дополнительных активных и реактивных составляющих, вносимых в первый контур из второго и во второй контур из первого. Величина этих дополнительных составляющих определяется в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned} Z_{вн1} &= -Z_{св}^2 / (Z_2 + Z_{св}) = -Z_{св}^2 / Z_{22} = x_{св}^2 (r_{22} - jx_{22}) / |Z_{22}|^2 = \\ &= r_{вн1} + jx_{вн1} = (x_{св}^2 / |Z_{22}|^2) r_{22} - j(x_{св}^2 / |Z_{22}|^2) x_{22} \\ Z_{вн2} &= -Z_{св}^2 / (Z_1 + Z_{св}) = -Z_{св}^2 / Z_{11} = x_{св}^2 (r_{11} - jx_{11}) / |Z_{11}|^2 = \\ &= r_{вн2} + jx_{вн2} = (x_{св}^2 / |Z_{11}|^2) r_{11} - j(x_{св}^2 / |Z_{11}|^2) x_{11}. \end{aligned}$$

Из одного контура в другой всегда вносится положительное активное сопротивление и реактивное сопротивление противоположного знака по сравнению с реактивным сопротивлением контура, из которого сопротивление вносится. Связь между контурами оценивается коэффициентом связи  $k_{св} = \sqrt{k_1 k_2}$ , где  $k_1$  и  $k_2$  - степени связи:

$$k_1 = x_{св} / x_{L1}$$

$$k_2 = x_{св} / x_{L2}.$$

Следовательно  $k_{св} = x_{св} / \sqrt{x_{L1} x_{L2}}$ .

При индуктивной связи (рис.2.81,б)  $k_{св} = M / \sqrt{L_1 L_2}$ . При внутриемкостной связи (рис.2.81,в):  $k_1 = x_{св} / x_{C_{01}}$ ,  $k_2 = x_{св} / x_{C_{02}}$ , где  $C_{01} = C_1 C_{св} / (C_1 + C_{св})$ ,  $C_{02} = C_2 C_{св} / (C_2 + C_{св})$ .

Тогда при слабой внутриемкостной связи ( $C_{cb} \gg C_1$  и  $C_{cb} \gg C_2$ )  $k_{cb} \approx \sqrt{C_1 C_2} / C_{cb}$ .

При слабой внешнеемкостной связи (рис.2.81,г)  $k_{cb} \approx C_{cb} / \sqrt{C_1 C_2}$ .

Для УРС с нагрузкой в виде индуктивно-связанных контуров (рис.2.82) комплексный коэффициент усиления равен:

$$K = -j \frac{Y_{21} \eta \sqrt{R_{oe1} R_{oe2}} m_1 m_2}{1 + \eta^2 - \xi^2 + j \xi (\delta_{\text{э}1} + \delta_{\text{э}2}) / \sqrt{\delta_{\text{э}1} \delta_{\text{э}2}}},$$

где  $\xi = \sqrt{Q_{к1} Q_{к2}} (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})$  - обобщенная расстройка,  $\eta = k_{cb} \sqrt{Q_{к1} Q_{к2}}$  - параметр связи между контурами,  $k_{cb} = M / \sqrt{L_{к1} L_{к2}}$  - коэффициент связи,  $M$  - взаимная индуктивность между катушками контуров.

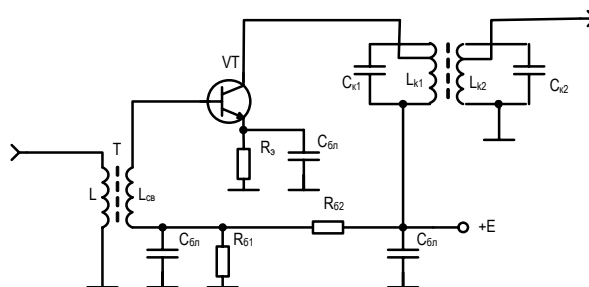


Рис.2.82.

При равных эквивалентных затуханиях контуров  $\delta_{\text{э}1} = \delta_{\text{э}2} = \delta_{\text{э}}$  выражение принимает вид

$$K = \frac{Y_{21} \eta \sqrt{R_{oe1} R_{oe2}} m_1 m_2}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi^2)^2 + 4 \xi^2}}.$$

Фазовая характеристика рассматриваемого усилителя равна:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2 \xi}{1 + \eta^2 - \xi^2}.$$

В зависимости от степени связи контуров различают: слабую связь,  $\eta \leq 1$ , при которой наблюдается один максимум на нормированной АЧХ на частоте  $\xi = 0$ ; критическую связь,  $\eta = 1$ , при которой наблюдается максимально плоская вершина АЧХ и один максимум на частоте  $\xi = 0$ ; сильную связь,  $\eta > 1$ , при которой на АЧХ наблюдаются два максимума на частотах  $\xi = \pm \sqrt{\eta^2 - 1}$  и один минимум на частоте  $\xi = 0$  (рис.2.83).



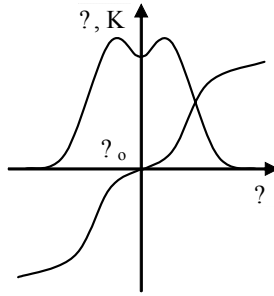


Рис.2.83.

Вариант УРС с емкостной связью контуров представлен на рис.2.84. При критической связи ( $\eta = 1$ ) и полном включении контуров ( $m_1=m_2=1$ )

$$K = \frac{Y_{21}R_3}{\sqrt{4 + \xi^4}}, \quad K_0 = Y_{21} \cdot m_1 \cdot m_2 \cdot R_3 \cdot 0,5 \quad \gamma = \left( \frac{K(f)}{K(f_0)} \right)^n = \left( \frac{Y_{21}R_3}{\sqrt{\xi_\gamma^4 + 4}} \cdot \frac{2}{Y_{21}R_3} \right)^n = \frac{2^n}{(\sqrt{\xi_\gamma^4 + 4})^n},$$

$$\Pi = \frac{f_0}{Q_{\text{экв}}} \cdot \sqrt{2}.$$

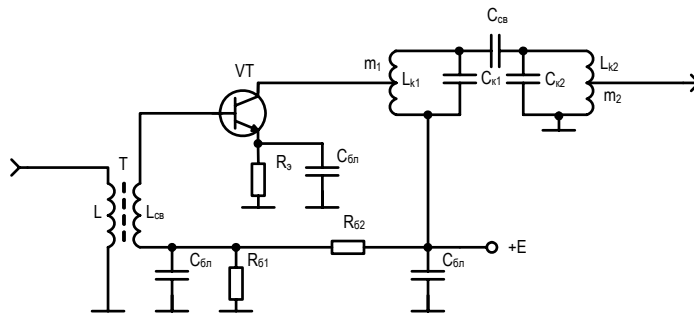


Рис.2.84.

Зависимость  $K_0 = f(\eta)$  показана на рис.2.85.

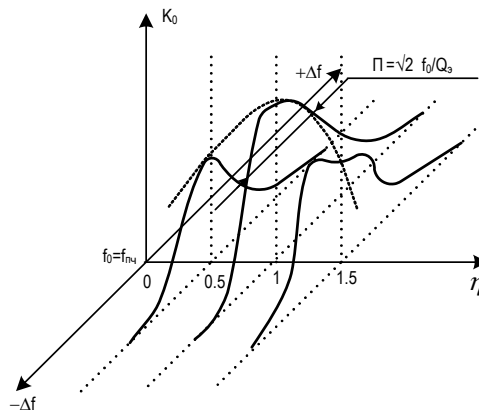


Рис. 2.85.

Резонансный коэффициент передачи  $n$ -каскадного двухконтурного УПЧ определяется выражением:

$$K_{o\Sigma} = \left( \frac{Y_{21} R_3}{2} \right)^n = \left( \frac{S}{2\pi f_0 C} \cdot \frac{f_0}{\Delta F_{к0,707} 2} \right)^n = \left( \frac{S}{2\pi C \Delta F_{0,707}} \right)^n \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt[4]{\sqrt{2}-1} \right)^n$$

и имеет экстремальный характер (рис.2.86).

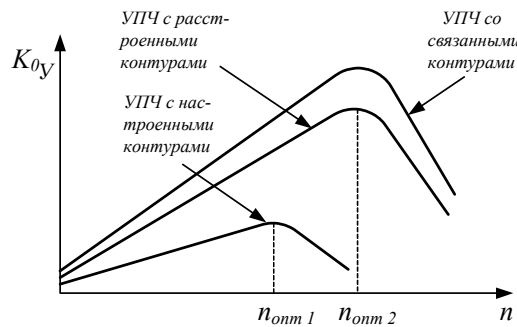


Рис. 2.86.

Однако, в отличие от рассмотренных ранее каскадов УПЧ, коэффициент передачи с ростом числа каскадов возрастает значительно быстрее, что является следствием возможности использования меньших контурных емкостей  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  и увеличения добротности контуров.

*УПЧ с сосредоточенной избирательностью.* Сосредоточение избирательности в одном сечении позволяет за счет размещения избирательной цепи с высокой селекцией помех на входе УПЧ повышать помехозащищенность тракта и устойчивость, упрощать регулировку и настройку УПЧ, т.е. делает тракт более технологичным. К недостаткам можно отнести трудности согласования ФСИ с преобразователем частоты и необходимость в тщательной оптимизации мощностных характеристик тракта во избежание ухудшения коэффициента шума.

Усилительная секция УПЧ с сосредоточенной избирательностью может представлять собой цепочечное включение широкополосных либо слабоселективных резонансных каскадов вида, показанных на рис.2.107. Классификационным признаком таких УПЧ является тип фильтрующей системы (ФСИ) (рис.2.87).

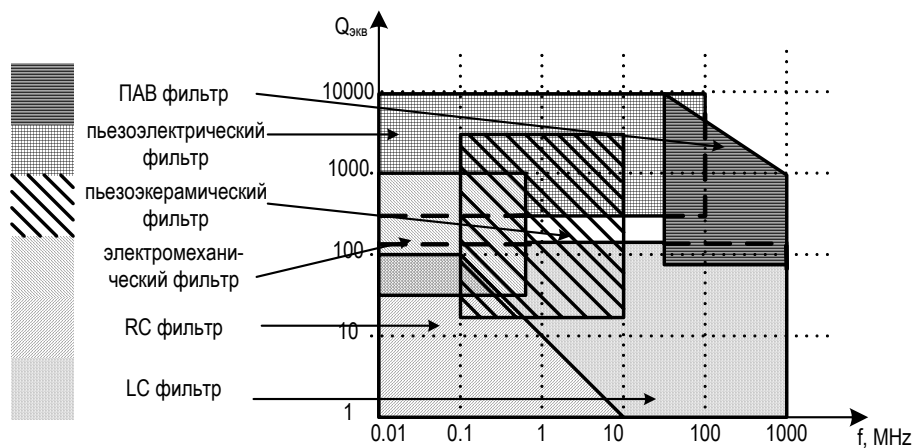


Рис. 2.87.

Фильтр сосредоточенной избирательности на LC-элементах состоит из нескольких контуров с внутренней индуктивной либо емкостной связью, реализующих баттервортовскую, чебышевскую или кауэровскую (эллиптическую) передаточную характеристику.

Фильтры, описываемые первой зависимостью, имеют гладкую амплитудную характеристику как в полосе, так и за полосой пропускания, однако наименьшую крутизну скатов АЧХ (рис. 2.88,а). Чебышевские фильтры в полосе прозрачности имеют колебательную передаточную характеристику и гладкую внеполосную при этом крутизна ската средняя (рис. 2.88,б). Эллиптические (кауэровские) фильтры обладают наибольшей крутизной скатов и колебательной АЧХ в полосе и за полосой пропускания (рис. 2.88,в).

Наибольшее применение в качестве ФСИ находят фильтры с баттервортовской и чебышевской характеристиками, поскольку эти фильтры имеют гладкие фазовые характеристики. Структура всех фильтров в целом сходна и для случая с внешнеемкостной связью приведена на рис. 2.89.

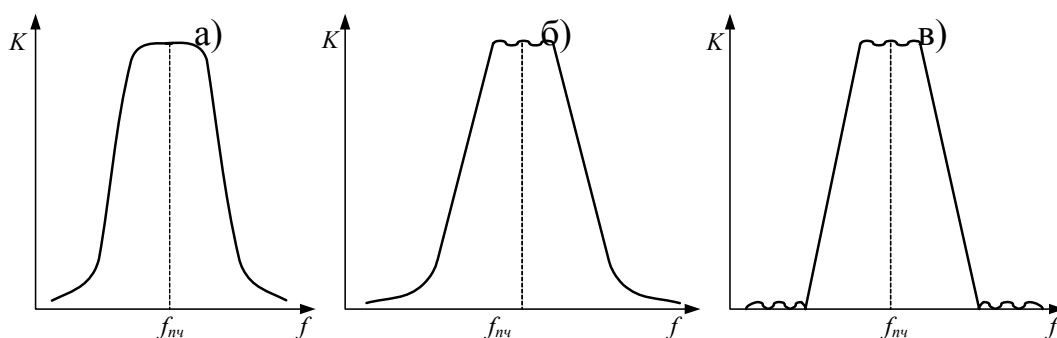


Рис. 2.88.

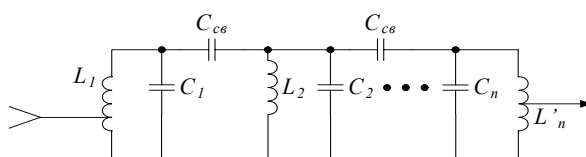


Рис. 2.89.

Элементы этого фильтра для баттервортовской аппроксимации рассчитываются по формулам:

$$C_{св} [pF] = \frac{159}{f_{нч} [MHz] \cdot \rho (k\Omega)}; \quad C [pF] = \frac{318000}{\Pi [kHz] \cdot \rho (k\Omega)} = 2C_{св} [pF];$$

$$C_1 = C_n \approx \frac{C_2}{2}; \quad L_{2,3,\dots,n-1} [\mu H] = \frac{\Pi [kHz] \cdot \rho (k\Omega)}{12,56 f_{нч}^2 [MHz^2]} = 2C_{св} [pF]; \quad L_1 = L_n \approx 2L_2.$$

Фильтр, реализованный на LC-фильтрах обеспечивает избирательность по соседним каналам 50...80 дБ при полосном затухании 7...10 дБ.

Принцип действия фильтров на основе механического резонанса состоит в преобразовании электрических колебаний в механические, возбуждении ими механической системы и обратном преобразовании в электрические. Фильтры реализуются на основе пьезоэлектриков - кварца, керамики и магнитострикционных, т.е. изменяющих свои размеры под действием магнитного поля, материалов.

Основой *кварцевого фильтра* является кварцевый резонатор - пластина кварца, помещенная в специальный кварцедержатель. Под действием приложенного напряжения сигнала в пластине возникают механические колебания. Таким образом получается избирательная система с весьма узкой полосой пропускания (десятки - сотни герц) и соответствующей добротностью  $10^4 - 10^6$  единиц. Резонаторы собираются в мостовую либо цепочечную структуру, образуя фильтр (см. рис. 2.90, а,б). Емкость  $C$  компенсирует влияние емкости кварцедержателя, балансируя мост на частоте  $f' > f_0$  (рис. 2.90, в).

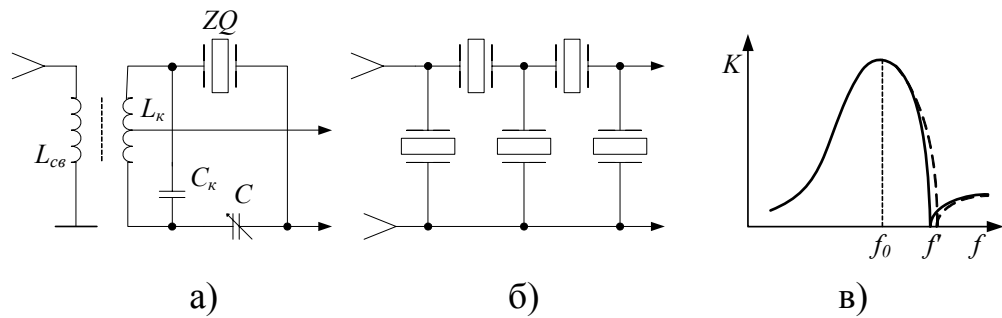


Рис. 2.90.

В современных РПТ используются также монолитные кварцевые фильтры, представляющие собой решетку из электродов, нанесенных на поверхность кварца. Электроды действуют как резонаторы, а участки между ними - как элементы связи.

Кварцевый фильтр включается в УПЧ через колебательные контуры  $L_k C_k$  (рис. 2.91,а), которые согласуют входное и выходное сопротивления фильтра (1 - 8 кОм) с трактом и повышают затухание фильтровой системы для больших расстроек (рис. 2.91,б).

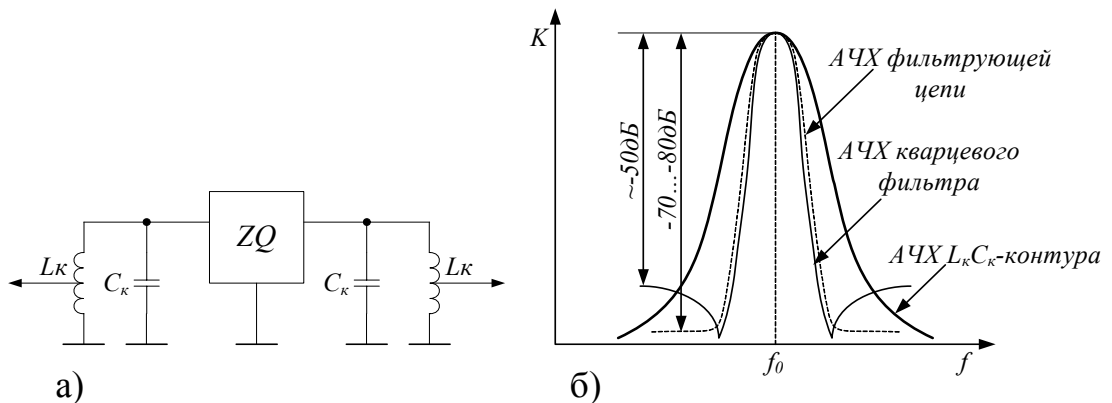


Рис. 2.91.

Полосное затухание фильтра невелико и не превышает 2 - 3 дБ совместно с согласующей системой, селективность составляет более 60 дБ.

*Пьезокерамические фильтры (ПКФ)* выполняются аналогично монолитным кварцевым фильтрам, однако решетка наносится на поверхность пьезокерамики. Эти фильтры более просты в изготовлении, но обладают худшей селекцией, не превышающей 30 - 40 дБ, так как добротность элементов составляет 300 - 600 единиц. Например, типичный ПКФ ФП1П-23, рассчитанный на применение в трактах с  $f_{пч} = 465$  кГц, имеет следующие параметры: полоса пропускания по уровню 6 дБ - 9,5 кГц, селективность по соседнему каналу 40 дБ, полосное затухание менее 9,5 дБ, входное и выходное сопротивления - 2 кОм.

Схема включения ПКФ в тракт приемника проще (рис.2.92) и обычно не содержит согласующих контуров на выходе фильтра (а иногда и на входе). При этом выход фильтра включается непосредственно в базовую цепь транзистора первого каскада усилителя промежуточной частоты.

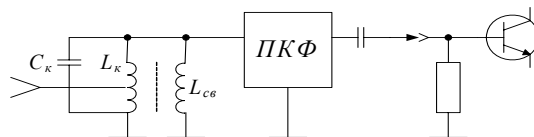


Рис. 2.92.

*Магнитострикционные фильтры* (электромеханические фильтры (ЭМФП)) представляют собой электромеханическую систему, состоящую из электромеханических преобразователей, включающих катушку индуктивности с магнитострикционным стержнем и магнит, механических резонаторов в виде металлических дисков и упругих связей между ними (рис. 2.93,а). При прохождении через входную катушку тока высокой частоты в магнитострикционном стержне возникают в присутствии постоянного магнитного поля механические колебания с частотой сигнала, которые возбуждают колебания в механических резонаторах. Эти колебания передаются через упругие связи к выходному преобразователю и через катушку на выход фильтра. Колебательное звено эквивалентно резонансной цепи вида, показанного на рис. 2.93,б с высокой добротностью элементов. Схема включения фильтра в тракт промежуточной частоты показана на рис. 2.93, в.

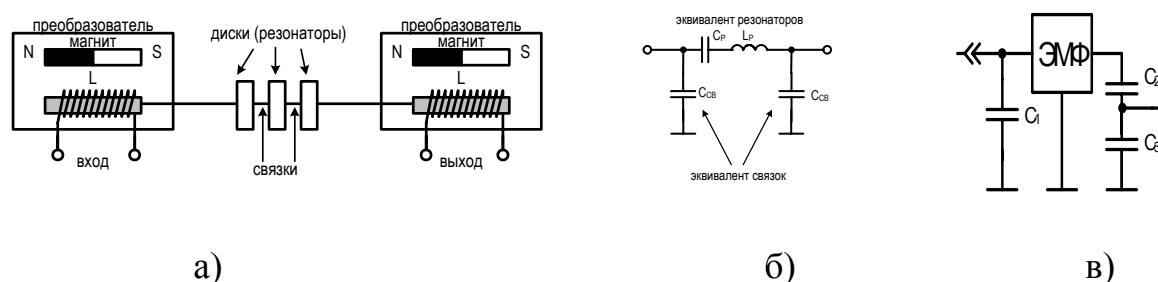


Рис. 2.93.

Для примера приведем параметры фильтра ЭМПФ-5-465-6 с частотой настройки 465 кГц и полосой пропускания по уровню 3 дБ, равной 5,6...6,4 кГц: избирательность по соседнему каналу 56 дБ, полосное затухание 8,5 дБ, входное сопротивление 10 кОм, выходное 1 кОм.

Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) также представляют механическую систему, содержащую пьезоэлектрическую подложку из ниобата лития либо танталата лития, на которой методом фотолитографии нанесены штыревые электроды (рис. 2.94,а). Входной преобразователь возбуждает в подложке упругие деформации, которые в виде поверхностной акустической волны распространяются по поверхности подложки фильтра и достигают выходного преобразователя. Свойства среды распространения и конфигурация штыревой структуры преобразователей определяют форму АЧХ фильтра. На рис. 2.94,б приведена схема включения ПАВ в тракт. Вход фильтра автотрансформаторно включен в контур  $L_1C_1$  а выход согласуется катушкой  $L_2$ , которая компенсирует выходную емкость фильтра.

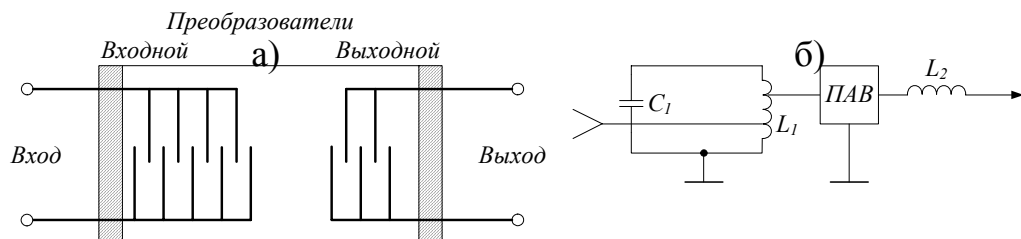


Рис. 2.94.

Известна широкая номенклатура фильтров на ПАВ. Типовая селективность фильтров для диапазона 100 - 1000 МГц составляет 40 - 60 дБ при полосах пропускания 10 - 100 МГц и полосном затухании 5...15 дБ. Для диапазона 40 - 80 МГц имеются фильтры с селективностью 40 - 50 дБ при полосе  $0,2 - 0,5 f_{nc}$  и затуханием, равным 4 - 8 дБ.

Достижения полупроводниковой техники и особенно микроэлектроники обусловили интенсивную разработку и широкое использование *активных RC-фильтров (АФ)* в РПТ, технология изготовления которых хорошо сочетается с технологией интегральных микросхем. Активные RC-фильтры, уступая в ряде случаев по параметрам электромеханическим фильтрам, обеспечивают возможность получения разнообразных частотных характеристик, совмещают в одном устройстве функции фильтрации и усиления, имеют малые массу и габариты при низких промежуточных частотах (рис. 2.95).

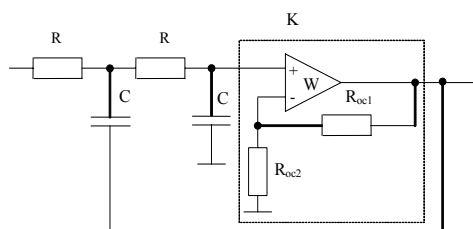


Рис. 2.95.

По сравнению с LC-фильтрами АФ также имеют ряд преимуществ:

1. Изготовление катушек индуктивности предусматривает такую малоэффективную операцию, как намотка. Активные RC-фильтры могут быть успешно реализованы в интегральном виде, что позволяет автоматизировать производство, избежать настроечных операций и снизить стоимость фильтров.

2. Известно, что катушка индуктивности является одним из самых ненадежных и нестабильных элементов радиоаппаратуры. По этой причине изготовление избирательных устройств только на основе использования активных элементов, резисторов и конденсаторов (особенно при изготовлении названных элементов в интегральном виде) существенно повышает стабильность и надежность всей аппаратуры.

3. Использование катушек индуктивности неизбежно приводит к возникновению электромагнитных полей. Чтобы исключить обусловленные ими паразитные связи, чаще всего приходится использовать экраны. При этом возрастает стоимость аппаратуры, увеличиваются ее размеры и масса.

4. Для получения больших индуктивностей приходится использовать сердечники из различных магнитных материалов. Это увеличивает массу и габариты катушки и, как правило, снижает ее стабильность и надежность.

5. Применение LC-фильтров обеспечивает лишь фильтрацию сигналов, в то время как АФ также усиливают сигналы.

Теоретически в качестве активного элемента аналоговых АФ могут быть применены: источники напряжения и тока, управляемые напряжением или током (ИНУН, ИНУТ, ИТУТ и ИТУН); операционные усилители (ОУ); конверторы положительного и отрицательного сопротивлений (КПС и КОС); инверторы положительного и отрицательного сопротивлений (ИПС и ИОС). Но наиболее практичными по совокупности параметров для радиочастотного диапазона оказались АФ на основе гираторов (или ИПС) и на основе современных ОУ. Решающими факторами здесь являются стабильность и нелинейные свойства. Схема электрическая перестраиваемого гираторного полосового звена на дифференциальных каскадах представлена на рис.2.96.

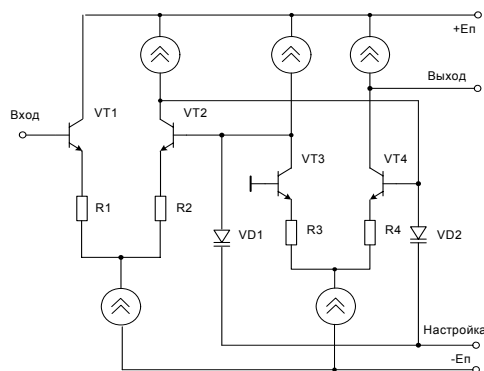


Рис.2.96.

Электрические характеристики такого гираторного полосового фильтра в составе канала цветности телевизионного приемника фирмы Philips следующие: частота настройки 4.43 МГц, конденсатор нагрузки - 19 пФ, добротность гиратора - 20, уровень входного сигнала - 20 мВ, уровень интермодуляции составляет -52 дБ, диапазон изменения напряжения смещения от 0.5 до 6 В, диапазон перестройки частоты  $\pm 27$  процентов, отношение сигнал/шум - 64 дБ.

## 2.11. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

*Амплитудные детекторы* (АД) преобразуют амплитудномодулированные колебания высокой либо промежуточной частоты в напряжение или ток, пропорциональные огибающей входного высокочастотного сигнала. С математической точки зрения АД выполняет операцию вычисления модуля входного высокочастотного сигнала.

Амплитудное детектирование может быть осуществлено с помощью нелинейных элементов, либо линейных, но с периодически меняющимися параметрами.

Основным типом АД, применяемым на практике, является детектор с нелинейным элементом, в качестве которого используются диоды и транзисторы. Наибольшее распространение имеют детекторы на полупроводниковых диодах, так как они менее склонны к перегрузкам и не требуют источников питания.

Для детектирования АМ-сигналов используются диоды с хорошими выпрямляющими свойствами, например Д9, Д18, Д20, у которых  $C < 0,1$  пФ. Уровни подводимых к ним сигналов таковы, что среднее значение проходящих через диоды токов существенно превосходит их токи насыщения. Принимая также во внимание значения промежуточных частот, можно не учитывать  $C$  при рассмотрении поведения диода в АД и представлять его в виде последовательного соединения дифференциального сопротивления  $R_{diff}$   $p$ - $n$ -перехода и сопротивления материала полупроводника  $r_b$  совместно с сопротивлением контакта (рис.2.97).



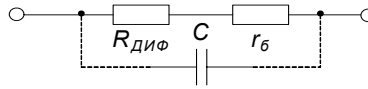


Рис.2.97.

Дифференциальное сопротивление р-п-перехода определяется из его ВАХ:

$$I_D = I_0(e^{U_D/\varphi_T} - 1) \quad R_{диф} = \frac{dU_D}{dI_D} = \frac{\varphi_T}{I_D - I_0}$$

Для упомянутых выше диодов обратный тепловой ток  $I_0 < 1$  мкА, а сопротивление  $r_b$  составляет несколько десятков Ом (от 40 до 100 Ом). Очевидно, что при  $I_D = 50 \dots 100$  мкА  $R_{диф} \gg r_b$ , а  $U_D = 130 \dots 200$  мВ. При напряжениях на диоде менее 200 мВ ВАХ может быть аппроксимирована квадратичной функцией

$$I_D \approx aU_D^2.$$

Означенные параметры эквивалентной схемы не будут изменены, если амплитуды подводимых к детектору сигналов менее 350 - 700 мВ. Если  $I_D > 2 \dots 3$  мА, то  $R_{диф} \ll r_b$  и  $U_D = 400 - 450$  мВ. При больших  $I_D$  характеристика диода вырождается в прямую линию, асимптотически пересекающую ось напряжений при значениях  $U_D = 250 \dots 300$  мВ, и имеет крутизну  $Y_{21D} = 1/r_b$ .

При этом  $I_D \approx Y_{21D}U_D$ . Строго говоря, крутизна  $Y_{21D}$  не является постоянной величиной, так как при больших прямых токах сопротивление  $r_b$  падает по причине уменьшения удельного сопротивления материала полупроводника. При  $I_D < 5$  мА выбором некоторого среднего значения можно максимально приблизить идеализированную ВАХ к реальной характеристике диода. Указанный режим работы реализуется при подводимых к детектору сигналах с уровнями 1,0...2,0 В.

Рассмотренные режимы работы диода в схемах АД соответствуют квадратичному и линейному режимам работы последнего. Нелинейность диода приводит к изменению спектрального состава сигнала. Так, в выходном токе присутствуют не только составляющие, образующиеся за счет нелинейного преобразования, но и входного сигнала (рис. 2.98). Для выделения полезного сигнала и подавления остальных продуктов нелинейного преобразования, а также радиочастотного сигнала отклик фильтруется (рис. 2.98,б).

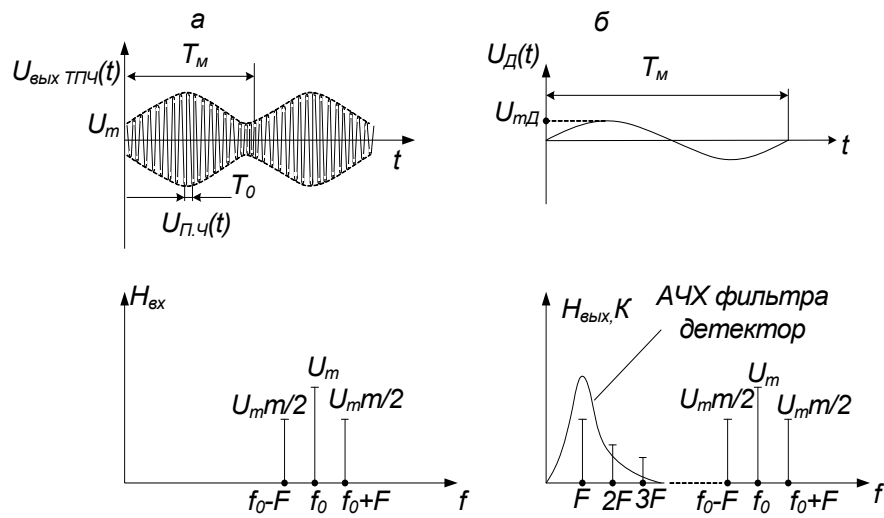


Рис. 2.98.

Схема диодного АД показана на рис.2.99.

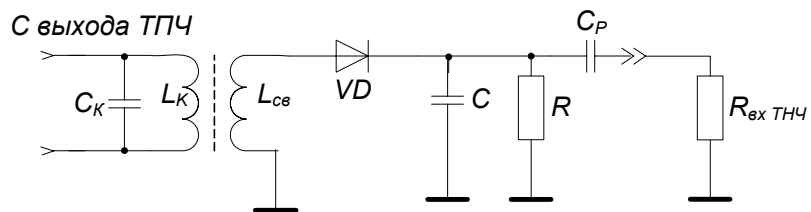


Рис.2.99.

Здесь источником сигнала детектора является выходной контур последнего каскада УПЧ либо УРЧ (для РПТ прямого усиления), индуктивно связанный посредством  $L_{св.}$  с входной цепью детектора. Полупроводниковый диод  $VD$  выполняет роль нелинейного преобразователя, а  $RC$ -нагрузка – фильтрующей системы. Такой детектор называется последовательным, т.к. диод и его нагрузка включены последовательно по отношению к источнику сигнала.

При детектировании на зажимах катушки  $L_{св.}$  индуцируется сигнал высокой частоты, под действием которого в результате приложения к диоду  $VD$  в его цепи возникает пульсирующий ток. Этот ток представляется в виде суммы постоянной и ряда переменных составляющих:

$$i_{д} = i_{д0} + i_{д1} + i_{д2} + \dots,$$

где  $i_{д0} = I_{д} \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{\pi}$  - постоянная составляющая, соответствующая среднему значению выпрямленного тока;  $\theta$  - угол отсечки тока диода;

$i_{д1} = I_{д} \frac{\theta - \sin\theta \cos\theta}{\pi}$  - первая гармоника выпрямленного тока. Величина угла отсечки при квадратичном детектировании составляет  $90^{\circ}$ , а при линейном  $\theta = 10^{\circ} \dots 20^{\circ}$ .

Полезный сигнал на выходе детектора определяется постоянной составляющей тока. Первая и высшие гармоники тока определяют высокочастотные характеристики детектора.

Ток диода, проходя через конденсатор нагрузки  $C$ , заряжает его (путь заряда: внутреннее сопротивление диода,  $C$ ,  $L_{св.}$ ) и формирует напряжение

на нагрузке АД. Для исключения его влияния на режим работы по постоянному току первого каскада тракта модулирующей частоты (ТМЧ) в схему включен разделительный конденсатор  $C_p$ . Во время отрицательного полупериода высокочастотного колебания емкость нагрузки  $C$  разряжается через резистор нагрузки  $R$  с постоянной времени  $\tau_p = RC$ . Параметры нагрузки подбирают так, чтобы  $\tau_{зар} < \tau_p$ . Кроме этого, емкость конденсатора  $C$  выбирают такой, чтобы ее сопротивление току высокой частоты было много меньше сопротивления нагрузки детектора:

$$\frac{1}{2\pi f C} \ll R,$$

а сопротивление току модулирующей частоты значительно превышало значение сопротивления резистора нагрузки:

$$\frac{1}{2\pi F C} \gg R$$

На рис.2.100 представлены эпюры, поясняющие работу АД в квадратичном режиме. Коэффициент передачи в этом режиме имеет небольшое значение:

$$K_{Д} = \frac{0,25 I_{Д2}(U_{Д}) R}{1 + I_{Д1}(U_{Д}) R} U_{Д}$$

и возрастает пропорционально амплитуде входного сигнала. Входное сопротивление АД  $R_{вв} = 1/Y_{21Д}$ .

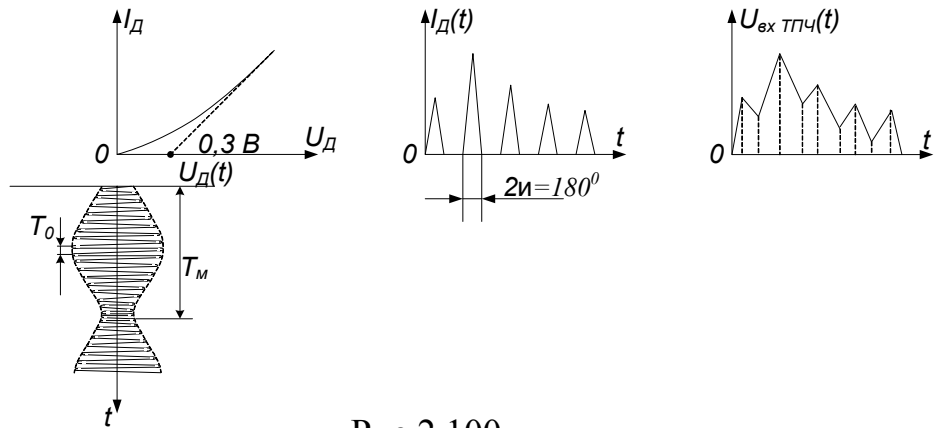


Рис.2.100.

Такой детектор выполняет операцию по вычислению модуля входной величины, поэтому иногда называется *детектором мощности*. Эти детекторы иногда применяются в вещательной аппаратуре невысокого класса.

Нелинейные искажения, вносимые квадратичным АД, можно оценить, полагая, что на вход детектора подано амплитудно-модулированное колебание вида

$$U_m (1 + m \cos(2\pi Ft)) \cos 2\pi ft$$

а передаточная функция квадратична:

$$U_{вых} = a U_{вх}^2$$

Тогда, имея отклик

$$U_m^2 (1 + 2m \cos(2\pi Ft) + m^2 \cos^2 2\pi Ft) \cos^2 2\pi ft = \\ = U_m^2 (1 + 2m \cos(2\pi Ft) + m^2 / 2 + m^2 \cos(4\pi Ft) / 2) \cos^2 2\pi ft$$

определим коэффициент гармоник:

$$K_G = \frac{\sqrt{U_{2F}^2}}{U_F} = \frac{\sqrt{(m^2 / 2)^2}}{2m} = \frac{m}{4}$$

В режиме сильного сигнала схема детектора сохраняет прежний вид, однако детекторная характеристика линейна. Для этого режима характерно наличие отсечки тока диода с углом много меньше  $90^\circ$ . Она возникает за счет постоянного напряжения на конденсаторе нагрузки  $C$ , которое прикладывается к диоду в обратной полярности. Величина угла отсечки определяется выражением

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{Y_{21D} R} \left(1 + \frac{R}{R_{об}}\right)}$$

где  $R_{об}$ - обратное сопротивление диода, равное 100 - 150 кОм.

На рис.2.101 представлены эюры, поясняющие работу детектора в линейном режиме. Коэффициент передачи в режиме сильного сигнала  $K_D = \cos \theta$ , а угол отсечки стремится к  $0^\circ$ .

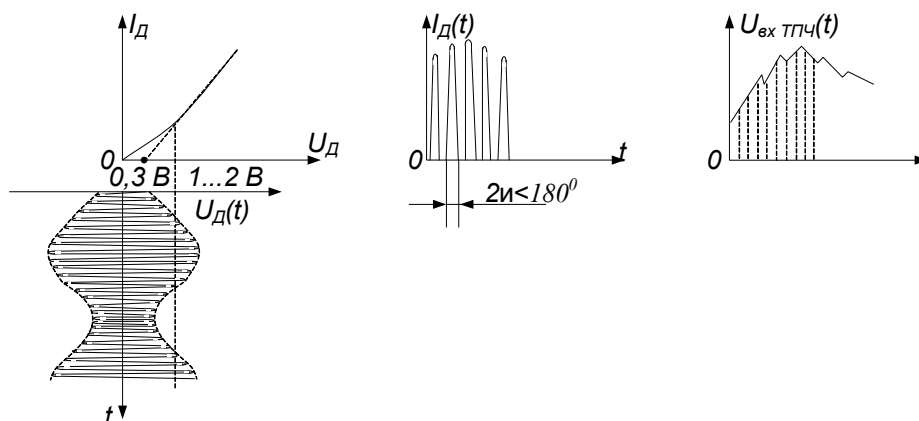


Рис.2.101.

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{RR_{об}}{2R_{об} + 3R} \approx \frac{R}{2},$$

выходное сопротивление

$$R_{вых} = \pi / (Y_{21D} \theta).$$

Входное сопротивление желательно увеличивать во избежание шунтирующего действия АД на колебательный контур  $L_k C_k$ . Для допустимого 25%-го снижения добротности при подключении АД к контуру коэффициент включения

$$m_{\text{крит}} \leq \sqrt{\frac{0,25R_{\text{вх}}}{R_{0e}}}$$

где  $R_{0e}$  - резонансное сопротивление ненагруженного контура, равное  $\rho Q_k$ .

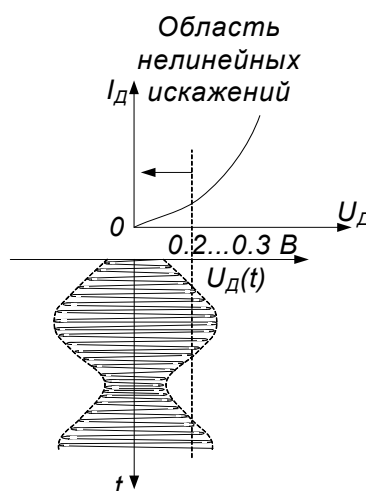


Рис. 2.102.

Нелинейные искажения в линейном АД вызываются несколькими причинами. Во-первых, искажения связаны с нелинейностью начального участка детекторной характеристики. Эти искажения возникают при глубокой модуляции  $m=0,8 - 0,9$  (рис.2.102). Они искажения уменьшаются при увеличении амплитуды входного сигнала, а также при увеличении сопротивления нагрузки  $R$ .

Во-вторых, имеют место искажения, связанные с зарядно-разрядными процессами в цепи  $C_p-R_{\text{вх}}$ . Они возникают при повышении критического коэффициента модуляции  $m_{\text{крит}}$ . Так, при невысоком  $R_{\text{вхТНЧ}}$ , соизмеримом с сопротивлением нагрузки  $R$ , происходит заряд конденсатора  $C_p$  токами низкой частоты. Напряжение прикладывается к диоду в обратной полярности и запирает его. Это приводит к искажениям формы сигнала низкой частоты (рис.2.103).

При выполнении условия

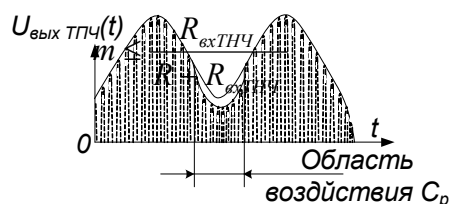


Рис.2.103.

эти искажения малы. Таким образом, для уменьшения этих искажений требуется снижение  $R$ , что нежелательно из-за снижения входного

сопротивления. Поэтому целесообразно увеличить  $R_{\text{вхТНЧ}}$  либо использовать разделенную нагрузку.

В схеме с разделенной нагрузкой сопротивление  $R$  разбивается на  $R_1$  и  $R_2$  (рис.2.104). При проектировании детектора вначале определяют сопротивление  $R$ :

$$R \leq R_{\text{вхТНЧ}} \frac{1-m}{m}$$

а затем рассчитывают  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_1 + R_2 R_{\text{вхТНЧ}} / (R_2 + R_{\text{вхТНЧ}}) \geq mR$$

где  $R = R_1 + R_2$  - сопротивление нагрузки.

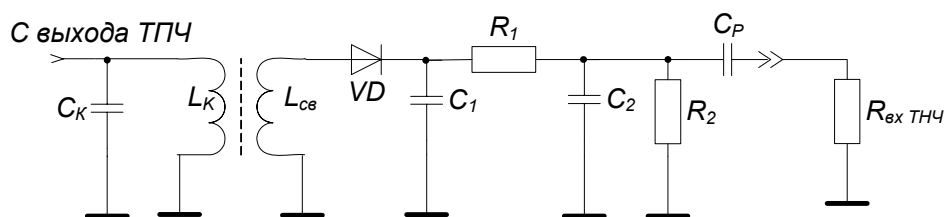


Рис.2.104.

Коэффициент передачи детектора с разделенной нагрузкой вычисляют так:

$$K_{\text{д}} = R_2 \cos \theta / (R_1 + R_2).$$

Третий вид искажений связан с инерционностью нагрузки детектора. На верхних модулирующих частотах емкость не успевает разряжаться через сопротивление  $R$ , что приводит к искажению формы сигнала звуковой частоты (рис.2.105).

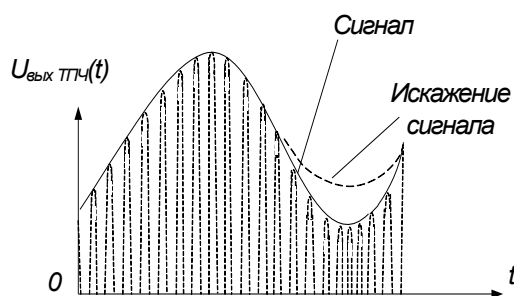


Рис.2.105.

Для уменьшения искажений следует уменьшать постоянную времени нагрузки детектора. Нелинейные искажения, вызванные данной причиной, минимальны, если глубина модуляции

$$m \leq \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi FRC)^2}}$$

Поэтому цепь нагрузки рассчитывают, исходя из допустимых нелинейных искажений:

$$C \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m2\pi FR}$$

В схемах с разделенной нагрузкой

$$C_1 = C - C_2; C_2 = \frac{3..5}{2\pi f R_1}$$

Четвертый вид искажений связан с соизмеримостью частоты модуляции  $F$  и частоты несущего колебания  $f$ . Если  $f \gg F$ , то при правильно выбранном  $t_p$  нагрузки напряжение на детекторе повторяет огибающую. Однако при соизмеримости частот  $F$  и  $f$ , т.е.  $f = (2..3)F$ , напряжение на детекторе перестает отслеживать изменения входного сигнала (рис.2.106). По этой причине частоту несущего колебания на входе АД (в супергетеродинном РПУ) выбирают из условия  $f > (5..10)F$ , где  $F$  - максимальная частота модуляции. Заметим, что использование двухтактного детектора (рис.2.107) равносильно увеличению частоты несущей в 2 раза.

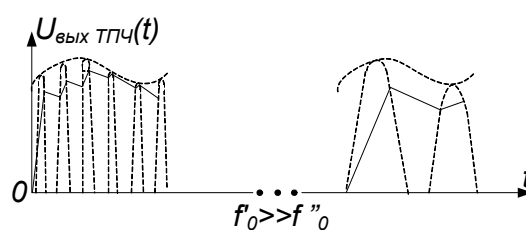


Рис.2.106.

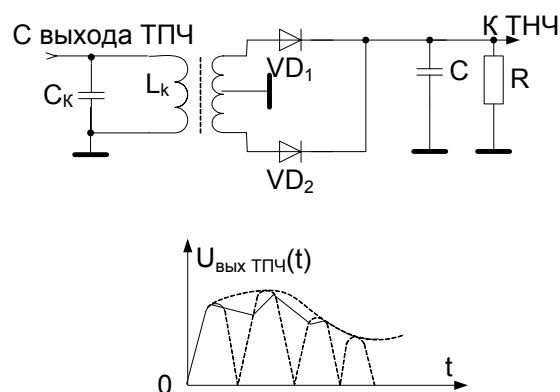


Рис.2.107.

В технике *радиоприема* находит применение и параллельный детектор. Схема детектора представлена на рис.2.108. Ее отличительной особенностью является включение нагрузки  $R$  и диода  $VD$  параллельно источнику сигнала. Поэтому высокочастотное напряжение приложено не только к диоду  $VD$  и нагрузке  $R$ , но и к выходу детектора.

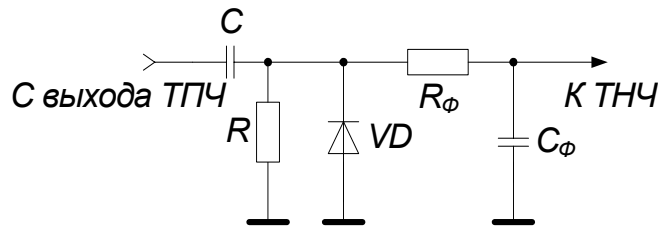


Рис.2.108.

Для ослабления напряжения высокой частоты используется цепочка  $R_\phi C_\phi$ . Конденсатор нагрузки  $C$  включается последовательно в цепь источника сигнала и служит разделительной цепью. Это позволяет использовать детектор в схемах с закрытым входом, т.е. его можно подключить к цепи с высоким постоянным потенциалом. Принцип действия параллельного детектора аналогичен принципу действия последовательного.

Параллельные детекторы применяются чаще во вспомогательных каскадах РПУ, например в системах АРУ в связи с низким входным сопротивлением ( $R_{вхД} \approx R/3$ ), обусловленным параллельным включением нагрузочного резистора  $R$  для токов промежуточной частоты.

*Транзисторные детекторы.* Среди транзисторных детекторов различают базовый, коллекторный и эмиттерный детекторы, получившие свое название по месту включения нагрузки.

*Базовый детектор* аналогичен по принципу действия последовательному детектору. Он имеет наибольший коэффициент усиления и наименьшую перегрузочную способность. В современных РПТ обычно обеспечивается возможность работы детектора в режиме сильных сигналов, и поэтому базовые детекторы используются редко.

В *коллекторном детекторе* (рис.2.109) транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а детекторный эффект определяется нелинейностью проходной характеристики  $I_k = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = const$ . Этот детектор позволяет осуществлять детектирование сигнала с его усилением  $K_d > 1$  и обеспечивает существенно большее входное сопротивление, чем диодные детекторы.

Эффективность детектирования в коллекторном детекторе оказывается наибольшей при малых положительных напряжениях на базе, т.е.  $U_{бэ} \approx 0,01 - 0,05$  В, которые, как и в усилителях, устанавливаются базовым делителем  $R_{б1}, R_{б2}$ . При детектировании входного сигнала в коллекторном детекторе возможно использование базового детектора за счет нелинейности входной характеристики  $I_\sigma = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = const$ . Из-за нелинейных свойств базовой цепи при этом на резисторе  $R_{б1}$  создается также дополнительное постоянное напряжение. Если в коллекторном детекторе емкость  $C_{бл}$  выбрать из условия

$$\frac{1}{2\pi f C_{бл}} \ll R_{б1} \ll \frac{1}{2\pi f C_{бл}},$$

то при базовом детектировании модулированного сигнала на резисторе  $R_{б1}$



образуется переменное напряжение с частотой модуляции входного сигнала. Указанные напряжения действуют как дополнительное смещение и тем самым оказывают дополнительное влияние на изменение величины коллекторного тока. Детекторные эффекты в базовой и коллекторной цепях противоположны, поэтому детектирование базовой цепи приводит к понижению коэффициента передачи.

Однако дополнительное детектирование позволяет повышать амплитуду входного сигнала, при которой еще не наступает режим ограничения в коллекторной цепи, а также снижать нелинейные искажения детектора. Такой режим детектирования называется коллекторно-базовым.

В случаях когда обратное детектирование нежелательно уменьшают  $R_{б1}$ , а емкость  $C_{бл}$  выбирают из условия

$$C_{бл} = (2\pi F(5...10)R_{б1})^{-1}.$$

Нелинейные искажения при коллекторном детектировании можно уменьшить, вводя в цепь эмиттера резистор обратной связи  $R_{oc}$  (на рис.2.149 показан пунктиром).

*Эмиттерный детектор* (рис.2.110) обладает коэффициентом передачи, меньшим единицы, но имеет по сравнению с коллекторным высокое входное сопротивление. Кроме того, при низкоомной нагрузке  $R$  облегчается согласование с последующими цепями тракта, а резистор нагрузки дополнительно осуществляет температурную стабилизацию коллекторного тока в рабочей точке.

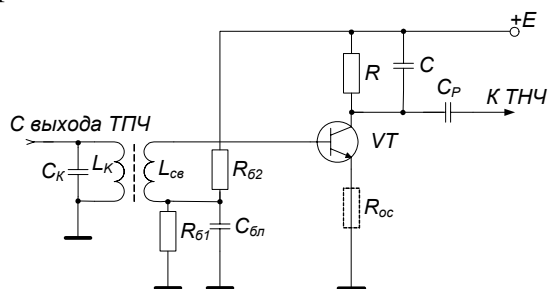


Рис.2.109.

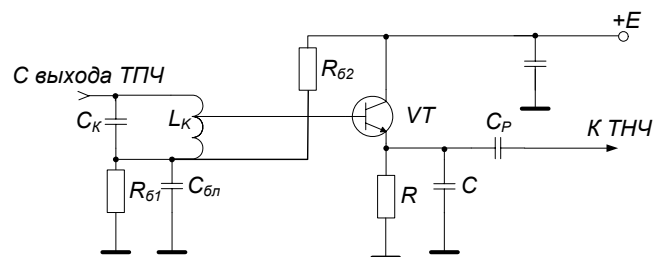


Рис.2.110.

*Детектор на операционном усилителе* ДА представляет собой усилитель постоянного тока, охваченный обратной связью (рис.2.111).

Сигнал промежуточной частоты подается на неинвертирующий вход дифференциального усилителя, усиливается и поступает к диоду. Одновременно часть выпрямленного напряжения подается на инвертирующий вход усилителя. В результате к диоду прикладываются усиленные входное и часть выпрямленного напряжения.

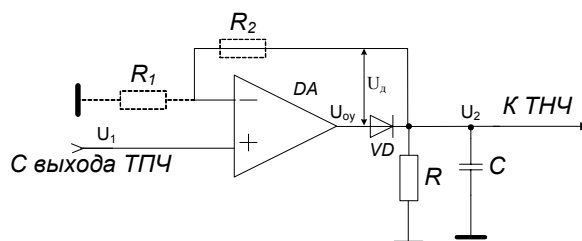


Рис.2.111.

Напряжение на выходе ОУ равно

$$U_{oy} = (U_1 - U_2)K,$$

где  $K \approx 10^5 \dots 10^6$  – коэффициент передачи ОУ.

Напряжение на диоде представляет собой разность  $U_d = U_{oy} - U_2$ , которую с учетом  $U_{oy}$  при  $K \gg 1$  можно записать в следующем виде:

$$U_d = (U_1 - U_2)K - U_2 = U_1K - U_2(1 + K) \approx (U_1 - U_2)K.$$

Последнее соотношение отличается от  $U_d$  для АД в режиме сильного сигнала наличием множителя в виде  $K$ , а это означает, что диод в детекторе с ОУ при тех же уровнях сигналов всегда работает в режиме сильного сигнала. Граница между режимами слабого и сильного сигналов при этом

$$U_{m.гр} = \phi_T / K$$

смещается в сторону слабых сигналов. Последнее означает расширение динамического диапазона детектора.

Выходное сопротивление детектора

$$R_{id.oy} = \frac{1}{1 + \frac{y_{22d}}{Ky_{21d}}} = \frac{1}{y_{22d} + Ky_{21d}} = \frac{1}{\frac{S\theta}{\pi} + K \frac{S \sin \theta}{\pi}},$$

откуда  $y_{22d.oy} = y_{22d} + Ky_{21d} \approx Ky_{21d} = K \frac{S \sin \theta}{\pi}$ .

Внутреннее сопротивление детектора мало, что важно с точки зрения уменьшения линейных искажений сигнала и увеличения нагрузочной способности.

Внутренний коэффициент усиления определяется без учета нагрузки, поэтому

$$\mu_{d.oy} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{y_{21d.oy}}{y_{22d.oy}} = \frac{K \frac{y_{21d}}{y_{11d}}}{1 + K \frac{y_{21d}}{y_{11d}}} = \frac{Ky_{21d}}{y_{11d} + Ky_{21d}}.$$

С учетом  $y_{22d.oy}$  получаем, что

$$Y_{21d.oy} = \mu_{d.oy} Y_{22d.oy} = \frac{K y_{21d}}{Y_{11d} + K y_{21d}} \cdot (Y_{22d} + K y_{21d}) \approx K y_{21d} = K \frac{S \sin \theta}{\pi}.$$

Таким образом, коэффициент передачи детектора с ОУ с учетом  $R_{id.oy}$  стремится к внутреннему коэффициенту усиления, который в соответствии с  $\mu_{d.oy}$  примерно равен единице. Коэффициент передачи детектора может быть больше единицы за счет введения делителя в цепь обратной связи (на рис.2.111 показан пунктиром):

$$K_{д} = 1 + R_2 / R_1.$$

Наличие очень глубокой отрицательной обратной связи приводит к линеаризации характеристик и значительному снижению нелинейных искажений сигнала. Входное сопротивление детектора определяется входным сопротивлением ОУ.

Максимальное напряжение детектируемого сигнала

$$U_{\max} \approx 4\varphi_T (1 + K\beta) \left( 1 - \frac{\beta}{1 + K\beta} \frac{U_{д}}{4\varphi_T} \right)$$

где  $\beta$  - глубина обратной связи, равная  $R_1 / (R_2 + R_1)$ ,  $K$  - собственный коэффициент передачи операционного усилителя,  $U_{д}$  - напряжение на детекторе в рабочей точке.

*Синхронный детектор.* Принцип действия синхронного детектора (СД) основан на периодическом изменении параметра цепи (например, крутизны преобразовательного элемента) под действием напряжения гетеродина. К таким устройствам, как известно, относятся преобразователи частоты, однако в отличие от ПЧ в СД частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания (т.е. промежуточной частоте ( $f_r = f_{nc}$ ) для супергетеродинного РПТ) и в качестве нагрузки используют ФНЧ (рис.2.112).

Работа синхронного детектора аналогична работе ПЧ. Ток на выходе преобразовательного элемента при  $f_r = f_{nc} = f$  с учетом начальной фазы колебания гетеродина

$$i_{\text{вых}}(t) = Y_{21} U(t) \cos(2\pi f t + \varphi) + 0,5 Y_{21} U(t) (\cos(4\pi f t + \varphi_r + \varphi) + \cos(\varphi_r - \varphi)) + \dots$$

Видно, что выходной ток содержит составляющие высших частот  $f, 2f, \dots$  и составляющую нулевой частоты, которая создает на выходе фильтра низких частот сигнальный ток

$$I_{\text{вых}}(t) = 0,5 Y_{21} U(t) \cos(\varphi_r - \varphi)$$

пропорциональный выходному напряжению

$$U_{\text{вых}} = 0,5 Y_{21} U(t) R \cos(\varphi_r - \varphi)$$

где  $R$  – сопротивление RC-фильтра нагрузки.

Таким образом, на выходе СД создается напряжение, пропорциональное закону изменения входного сигнала  $U(t)$ . Кроме того, напряжение зависит от разности фаз сигнала и гетеродина  $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi$ , т.е. СД реагирует на амплитуду и фазу входного сигнала. Поэтому для такого детектора необходима минимизация фазового сдвига  $\Delta\varphi$ , так как если  $\varphi = \varphi_r$

,то  $\cos \Delta\varphi = 1$ , а если  $\varphi = \varphi_r + 90^\circ$ , то  $\cos \Delta\varphi = 0$ . Следовательно, необходима синхронность колебаний сигнала и гетеродина. Это условие реализуется цепью синхронизации (ЦС), включающей фильтр, выделяющий несущую сигнала, которая используется для подстройки частоты гетеродина (рис.2.113). Это техническое решение называется квазисинхронным детектором, т.к. опорное колебание формируется из АМ колебания и при этом невозможно полностью исключить АМ. Такой тип СД используется в современных телевизорах.

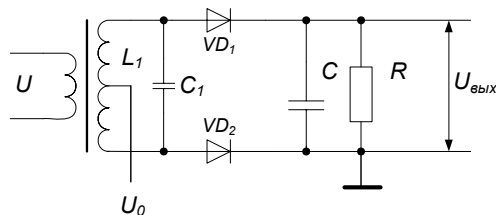


Рис.2.112.

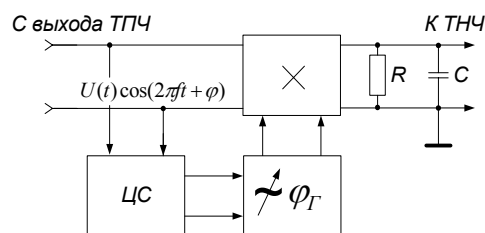


Рис.2.113.

Если же в радиосистеме на передающей стороне применена амплитудная балансная модуляция (например, для формирования сигнала цветности в системах цветного телевидения – ЦТВ, ПАЛ, НТСЦ, а также в системе стереофонического звукового вещания с пилоттоном), либо однополосная модуляция, то для подстройки генератора в РПТ в составе радиосигнала передается опорное колебание, называемое пилоттоном или сигналом цветной синхронизации в ЦТВ.

## 2.12. ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Как известно фазомодулированное колебание описывается выражением:

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = U_m \cos[\omega_c t + m_{\text{ФМ}} \cos(\Omega t)],$$

где  $m_{\text{ФМ}} = kU_{\text{м}}\Omega$  - индекс ФМ (максимальное отклонение фазы). Вторая форма записи учитывает то обстоятельство, что ФМ представляет собой разновидность угловой модуляции. Так как  $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ , то:

$$\omega = \frac{d}{dt}[\omega_c t + m_{\text{ФМ}} \cos(\Omega t)] = \omega_c - m_{\text{ФМ}}\Omega \sin(\Omega t)$$

и  $U(t) = U_m \cos[\omega_c - \Delta\omega_{\text{ФМ}} \sin(\Omega t)]t$ . Параметр  $\Delta\omega_{\text{ФМ}}$  представляет собой максимальную девиацию частоты при ФМ:  $\Delta\omega_{\text{ФМ}} = m_{\text{ФМ}}\Omega$ .

*Фазовое детектирование* состоит в получении напряжения или тока, прямо пропорциональных фазовому сдвигу полезного сигнала относительно

опорного колебания. В составе ФД обязательно наличие источника опорного колебания  $G_0$ . В этом смысле ФД очень похож на ПЧ, у которого  $f_{пч} \approx 0$ , в связи с чем выходной полосовой фильтр в ФД заменен на ФНЧ.

Структурная схема ФД показана на рис.2.114. В качестве преобразующего элемента (ПЭ), реагирующего на фазу колебаний, можно использовать: перемножители сигналов; нелинейные преобразователи суммы сигналов вида  $(x+y)^2$ ; преобразователи ФМ в АМ с последующим детектированием.

Пусть входной сигнал и опорное колебание имеют следующий вид:

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad U_0 = U_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

В результате перемножения сигналов получаем:

$$\begin{aligned} U_2 &= U_{m1} U_{m0} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= \frac{U_{m1} U_{m0}}{2} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_1 + \varphi_0] + \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1 - \varphi_0] \}. \end{aligned}$$

При условии  $\omega_1 = \omega_0$  после ФНЧ сигнал принимает вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{m1} U_{m0}}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_0) = \frac{U_{m1} U_{m0}}{2} \cos \varphi.$$

Согласно приведенному выражению, детекторная характеристика ФД имеет вид косинусоиды (рис.2.115)

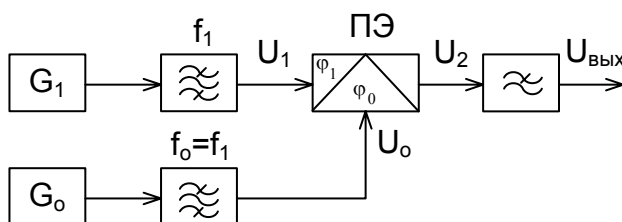


Рис.2.114.

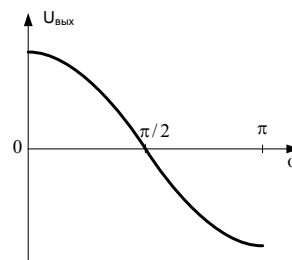


Рис.2.151.

Так как результат зависит от амплитуды входного сигнала, такое детектирование называют амплитудно-фазовым. Для устранения зависимости выходного напряжения от уровня входного сигнала необходимо наличие входного ограничителя амплитуды. Только тогда детектирование будет действительно фазовым.

Возможны два режима работы ФД. Первый режим соответствует рассмотренному выше равенству  $\omega_1 = \omega_0$ . В этом режиме осуществляется различение сигналов по фазе. Второму режиму соответствует условие  $\omega_1 \neq \omega_0$ . Выходное напряжение, если считать фазы сигналов  $\varphi_1$  и  $\varphi_0$  одинаковыми, в этом случае периодически меняется во времени с разностной частотой

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{m1} U_{m0}}{2} \cos(\Delta \omega t) = \frac{U_{m1} U_{m0}}{2} \cos \varphi_{\Delta \omega}.$$

Т.е. осуществляется различие сигналов по частоте. Этот режим характерен для ФД в составе систем фазовой автоподстройки частоты.

Перемножитель может быть реализован по балансной схеме на основе обычного дифференциального каскада (рис.2.116,а) или двойной балансной схеме на двух триадах транзисторов (рис.2.116,б).

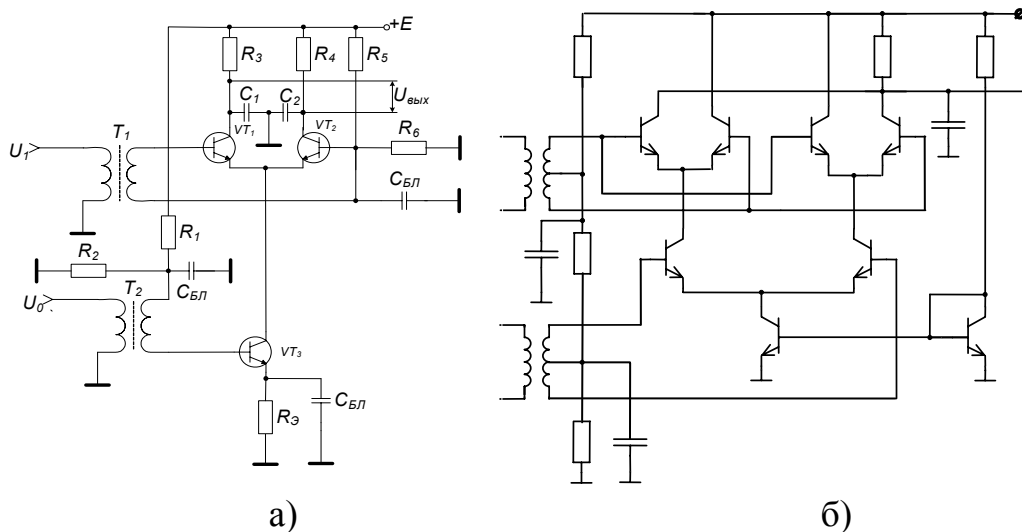


Рис.2.116.

При работе транзисторов в ключевом режиме осуществляется стабилизация амплитуд входного напряжения и опорного колебания и линейаризация детекторной характеристики за счет того, что длительность импульсов и постоянная составляющая выходного тока (или напряжения) линейно зависит от угла фазового сдвига входного напряжения относительно опорного колебания (рис.2.117).

Из рис.2.117 видно, что длительность выходных импульсов прямо пропорциональна разности фаз входного и опорного колебания, т.е.  $\varphi = \omega_1 t_{И}$ .

Постоянная составляющая выходного напряжения определяется как среднее значение амплитуды выходных импульсов за период колебания:

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_{\text{н}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} I_m R_{\text{н}} dt = \frac{2\pi f_1}{2\pi} \int_0^{t_u} U_m dt = \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{t_u} U_m dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_1 t_u} U_m d(\omega_c t) = \frac{U_m \omega_1 t_u}{2\pi} = \frac{U_m \varphi}{2\pi}.$$

Детекторная характеристика ключевого ФД показана на рис.2.118.

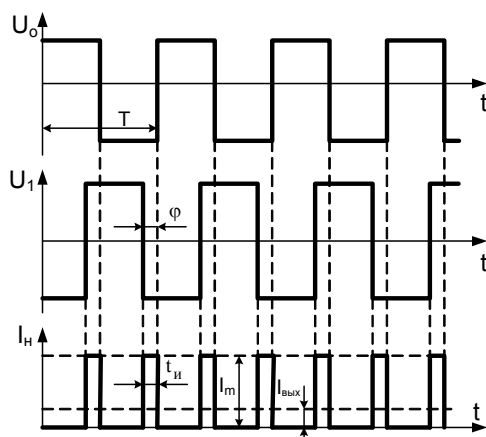


Рис.2.117.

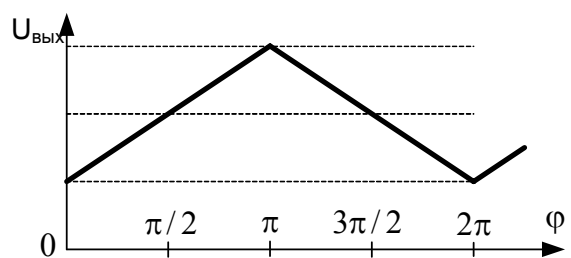


Рис.2.118.

Преобразование ФМ в АМ может быть осуществлено с помощью суммирования векторов сигнального и опорного колебаний. Такие ФД называют векторомерными.

В простейшем одноконтном диодном ФД такого типа (рис.2.119) входной сигнал и опорное колебание суммируются с помощью входного трансформатора и результат детектируется с помощью АД.

Выходное напряжение формируется из векторной суммы сигналов следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = U_{\Sigma} K_{\delta} = K_{\delta} \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 + 2U_{m1}U_{m0} \cos \varphi}.$$

При выполнении условия  $U_{m1} \ll U_{m0}$

$$U_{\text{вых}} \approx K_{\delta} U_{m0} \left(1 + \frac{U_{m1}}{U_{m0}} \cos \varphi\right)$$

и, как видно, зависит от уровня опорного колебания. Выражение для крутизны детекторной характеристики имеет вид

$$S_d = \frac{dU_{\text{вых}}}{d\varphi} = K_{\delta} U_{m0} U_{m1} \sin \varphi.$$

Графики детекторной характеристики и ее крутизны изображены на рис.2.120.

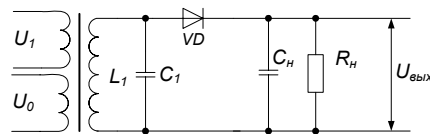


Рис.2.119.

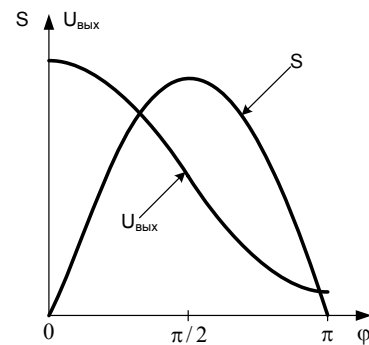


Рис.2.120.

Таким образом, при малых входных сигналах ( $U_{m1}$ ) характеристика детектирования одноконтного диодного ФД имеет косинусоидальную форму, положительную полярность, максимальную крутизну при фазовом сдвиге  $\pi/2$  и в окрестности  $\pi/2$  небольшой линейный участок ( $|\varphi| \leq \pi/3$ ) детекторной характеристики.

Лучшими параметрами обладает балансная схема ФД (рис.2.121).

Схема содержит входной симметрирующий трансформатор и два идентичных диодных АД. Входное напряжение подводится к входам детекторов в противофазе, а опорное напряжение – в одинаковой фазе. В связи с этим векторные суммы сигналов, действующие на диодах можно представить в следующем виде:

$$U_{o1} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 + 2U_{m1}U_{m0} \cos \varphi}, \quad U_{o2} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 - 2U_{m1}U_{m0} \cos \varphi}.$$

При  $U_{m0} \gg U_{m1}$  выражения упрощаются:

$$U_{\partial 1} \approx \sqrt{(U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi)^2} = U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi, \quad U_{\partial 2} = \sqrt{(U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi)^2} = U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi.$$

Выходное напряжение определяется как разность выходных напряжений АД

$$U_{\text{вых}} = K_{\partial}(U_{\partial 1} - U_{\partial 2}) = 2K_{\partial}U_{m1} \cos \varphi.$$

Детекторная характеристика балансного ФД имеет вид, приведенный на рис.2.122.

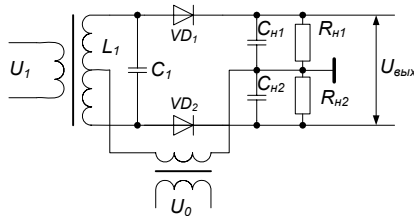


Рис.2.121.

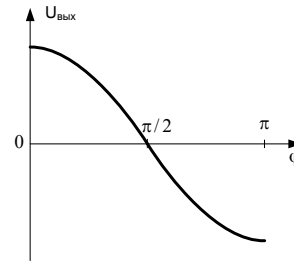


Рис.2.122.

При  $U_{m0} \approx U_{m1}$  :  $U_{\partial 1} = \sqrt{2U_{m0}^2 + 2U_{m0}^2 \cos \varphi}$ ,  $U_{\partial 2} = \sqrt{2U_{m0}^2 - 2U_{m0}^2 \cos \varphi}$ .

Учитывая, что  $\cos \varphi = (\cos^2 \frac{\varphi}{2} - \sin^2 \frac{\varphi}{2})$  можно записать:

$$U_{\partial 1} = \sqrt{2U_{m0}^2(1 + \cos^2 \frac{\varphi}{2} - \sin^2 \frac{\varphi}{2})} = 2U_{m0} \cos \frac{\varphi}{2},$$

$$U_{\partial 2} = \sqrt{2U_{m0}^2(1 - \cos^2 \frac{\varphi}{2} + \sin^2 \frac{\varphi}{2})} = 2U_{m0} \sin \frac{\varphi}{2}.$$

Выходное напряжение ФД при этом равно  $U_{\text{вых}} = 2K_{\partial}U_{m0}(\cos \frac{\varphi}{2} - \sin \frac{\varphi}{2})$ , а детекторная характеристика отличается более протяженным линейным участком (максимальное отклонение детекторной характеристики от идеальной в точках  $|\varphi|=\pi/4, 3/4\pi$  не превышает 8%) (рис.2.123).

До сих пор не учитывалась нелинейность характеристик диодов. Представим выражение для тока диода в виде степенного ряда с учетом квадратичного члена  $I = I_o + SU + S'U^2 + \dots$ . Тогда ток диода VD1 (рис.2.121) будет равен

$$\begin{aligned} I_{\partial 1} &= I_o + S(U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi)^2 = \\ &= I_o + S(U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0}^2 + U_{m1}^2 + 2U_{m0}U_{m1} \cos \varphi). \end{aligned}$$

Ток диода VD2 будет равен

$$\begin{aligned} I_{\partial 2} &= I_o + S(U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi)^2 = \\ &= I_o + S(U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0}^2 + U_{m1}^2 - 2U_{m0}U_{m1} \cos \varphi). \end{aligned}$$

Выходной ток ФД представляет собой разность выходных токов

$$I_{\text{н1}} = I_{\partial 1} - I_{\partial 2} = 2SU_{m1} \cos \varphi + 4S'U_{m0}U_{m1} \cos \varphi.$$

Наличие здесь второго слагаемого связано с появлением искажений детектированного сигнала. Устранить искажения такого рода удастся в кольцевой схеме ФД (рис.2.124), который содержит два балансных ФД с



противоположной полярностью диодов, работающих на одну и ту же нагрузку.

В этом случае токи второй пары диодов соответствуют выражениям:

$$\begin{aligned}
 I_{\partial 3} &= I_o + S(-U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi)^2 = \\
 &= I_o + S(-U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0}^2 + U_{m1}^2 + 2U_{m0}U_{m1} \cos \varphi). \\
 I_{\partial 4} &= I_o + S(-U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0} - U_{m1} \cos \varphi)^2 = \\
 &= I_o + S(-U_{m0} + U_{m1} \cos \varphi) + S'(U_{m0}^2 + U_{m1}^2 - 2U_{m0}U_{m1} \cos \varphi).
 \end{aligned}$$

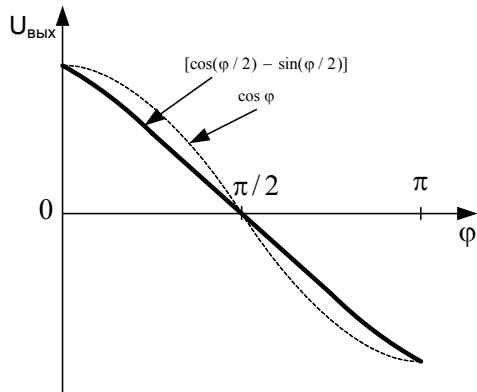


Рис.2.123.

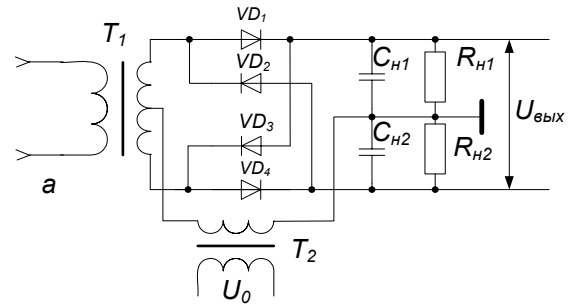


Рис. 2.124.

Выходной ток второго ФД представляет собой разность выходных токов диодов и также будет включать составляющую искажений

$$I_{н2} = I_{\partial 3} - I_{\partial 4} = -2SU_{m1} \cos \varphi + 4S'U_{m0}U_{m1} \cos \varphi.$$

Выходной ток кольцевой схемы представляет собой разность выходных токов балансных схем, так как они протекают по общей нагрузке

$$I_{\text{вых}} = I_{н1} - I_{н2} = 4SU_{m1} \cos \varphi.$$

Как видно, составляющая искажений при строгом соблюдении балансных свойств при этом отсутствует.

## 2.13. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

*Частотным детектором* (ЧД) называется устройство, выходное напряжение которого зависит от частоты входного сигнала. ЧД применяется для детектирования частотно-модулированных колебаний, а также в системах автоматической подстройки частоты и следящих измерителях.

Выражение для частотно-модулированного колебания, как известно, записывается следующим образом:

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c + \omega(t)]t = U_m \cos[\omega_c + \Delta\omega_m \cos(\Omega t)]t,$$

где  $\Delta\omega_m = kU_{m\Omega}$  - максимальная девиация частоты.

Вторая форма записи учитывает то обстоятельство, что ЧМ представляет собой разновидность угловой модуляции.

Так как  $\varphi = \int \omega dt$ , то:

$$\varphi = \int [\omega_c + \Delta\omega_m \cos(\Omega t)] dt = \omega_c t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin(\Omega t) = \omega_c t + m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t)$$

и  $U(t) = U_m \cos[\omega_c t + m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t)]$ .

Параметр  $m_{\text{ЧМ}}$  представляет собой максимальное отклонение фазы и называется индексом ЧМ модуляции:  $m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ .

При  $m_{\text{ЧМ}} \ll 1$  ЧМ называется узкополосной, а выражение  $U(t)$  можно представить в виде:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_m [\cos(\omega_c t) \cos(m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t)) - \sin(\omega_c t) \sin(m_{\text{ЧМ}} \sin(\Omega t))] \approx \\ &\approx U_m [\cos(\omega_c t) - m_{\text{ЧМ}} \sin(\omega_c t) \sin(\Omega t)] = \\ &= U_m [\cos(\omega_c t) - \frac{1}{2} m_{\text{ЧМ}} \cos(\omega_c - \Omega t) + \frac{1}{2} m_{\text{ЧМ}} \cos(\omega_c + \Omega t)], \end{aligned}$$

так как при  $\psi \ll 1$  выполняются соотношения  $\cos \psi \approx 1$ ,  $\sin \psi \approx \psi$ .

Спектр сигнала с узкополосной ЧМ практически не отличается от спектра АМ сигнала, состоящего из несущей и двух боковых составляющих. Отличие заключается в изменении фазы одной из боковых составляющих на 180 градусов. В результате при ЧМ происходит изменение не только длины суммарного вектора, но и его фазы (рис.2.125). При АМ в результате модуляции происходит изменение длины суммарного вектора без изменения его фазы.

Основные свойства ЧД отражает его детекторная характеристика (рис.2.126), которая позволяет определить основные параметры ЧД: крутизну  $Y_{21\text{ЧД}} = \frac{dU_D}{df}$  и полосу пропускания  $\Pi_{\text{ЧД}}$ .

ЧД подразделяются на три группы: частотно-амплитудные, частотно-фазовые и частотно-временные. В каждой из групп осуществляется преобразование ЧМ в АМ, ФМ и ИМ, соответственно. В результате преобразования изменение частоты приводит к изменению амплитуды, которое детектируется АД. Структурная схема частотно-амплитудного детектора изображена на рис.2.127. Ограничитель служит для устранения влияния изменения амплитуды входного сигнала на выходное напряжение ЧД.

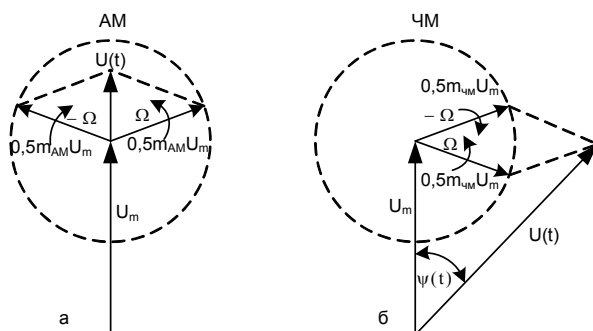


Рис.2.125.

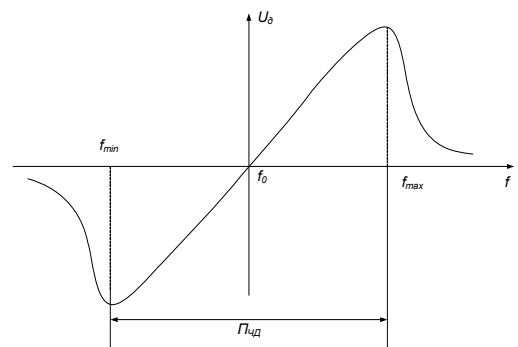


Рис.2.126.

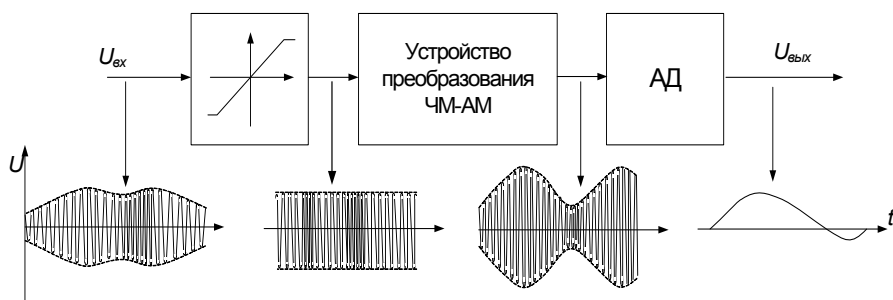


Рис.2.127.

Простейшая схема однотактного ЧД с расстроенным контуром приведена на рис.2.128.

На транзисторе  $VT$  собран усилитель-ограничитель. В качестве преобразователя частотно-модулированного колебания в амплитудно-модулированное используется колебательный контур  $LC$ , который расстроен относительно несущей частотно-модулированного колебания на величину  $\Delta f_0$ , благодаря чему является элементом, чувствительным к изменению частоты входного сигнала.

Амплитудный детектор выполнен на  $VD$  и  $R_H C_H$ . Как видно из рис.2.129, колебательный контур осуществляет преобразование частотно-модулированных колебаний в колебания изменяющейся амплитуды, причем амплитуда пропорциональна девиации частоты  $\Delta f_m$ , а АД выделяет огибающую напряжения. Недостатком такой схемы является малый линейный участок АЧХ колебательного контура, что ограничивает возможность детектирования сигналов с большой девиацией частоты. Этот недостаток устраняется в двухтактных ЧД.

Двухтактный детектор с расстроенными контурами содержит два колебательных контура  $L_1 C_1$  и  $L_2 C_2$  (рис.2.130), которые настроены на  $f_1$  и  $f_2$  соответственно, выше и ниже несущей частоты  $f$  входного сигнала (рис.2.131).

При повышении частоты  $f$  входного сигнала относительно  $f_0$ , она приближается к частоте  $f_1$  настройки первого контура и отдаляется от резонансной частоты второго  $f_2$ . Следовательно, напряжение на выходе верхнего плеча увеличивается, а нижнего уменьшается. При этом на выходе ЧД появляется положительный отклик (рис.2.131, правая часть кривой  $f_0..f_1$ ).

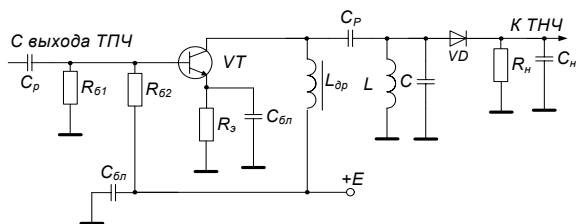


Рис.2.128.

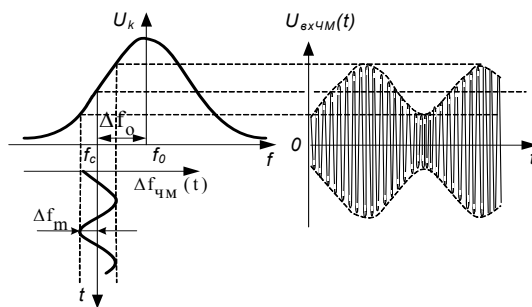


Рис.2.129.

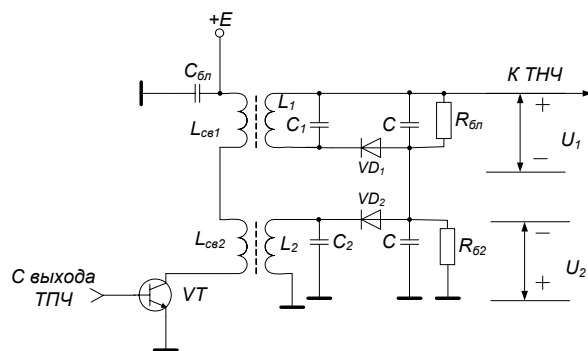


Рис.2.130.

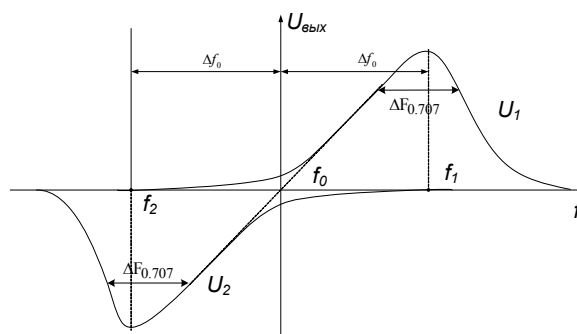


Рис.2.131.

Если  $f=f_0$ , то напряжения на обоих контурах одинаковы и, следовательно, получаемые после амплитудного детектирования напряжения также равны. Тогда разностное напряжение равно нулю (рис.2.131, точка  $f_0$ ). При понижении частоты  $f$  входного сигнала она приближается к резонансной частоте  $f_2$  второго контура, вызывая возрастание напряжения на выходе нижнего плеча и приводя к изменению полярности выходного отклика (рис. 2.131, левая часть кривой  $f_0..f_2$ ).

Выходное напряжение детектора:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{д}}(U_{\text{к1}} - U_{\text{к2}}) = K_{\text{д}} U_{\text{max}} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}} \right],$$

где  $K_{\text{д}}$  – коэффициент передачи АМ детектора;  $\xi_0 = 2\Delta f_0 / \Delta F_{0,707}$  – обобщенная начальная расстройка.

Максимальная крутизна детекторной характеристики имеет место при оптимальной расстройке  $\xi_{\text{опт}} = 1/\sqrt{2}$ , что соответствует  $\Delta f_0 = \sqrt{2}\Delta F_{0,707} / 4 \approx 0,375\Delta F_{0,707}$ .

Характеристика двухтактного детектора (рис.2.130) имеет довольно протяженный участок линейного детектирования. Однако это преимущество реализуется только при тщательном подборе частот расстроек контуров.

В детекторах с преобразованием изменений частоты в изменения фазового сдвига входной ЧМ сигнал подводится к линейной электрической цепи, обеспечивающей линейную зависимость фазы выходного сигнала от частоты. Далее это напряжение подводится либо фазовому детектору (рис.2.132), либо после дополнительного преобразования ФМ-АМ к амплитудному детектору (рис.2.133).

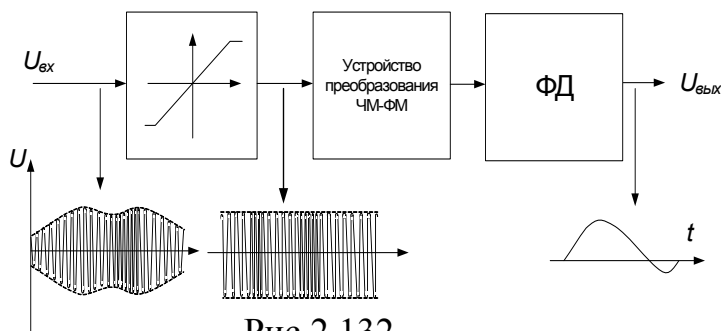


Рис.2.132.

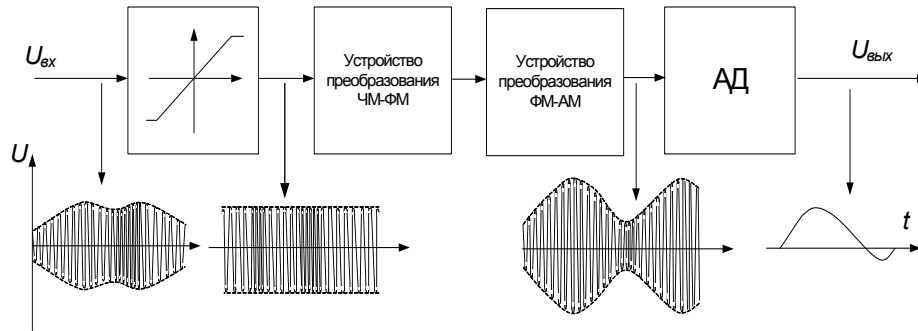


Рис.2.133.

На рис.2.134 изображена схема ЧД, в котором преобразование ЧМ в ФМ выполняет одиночный колебательный контур.

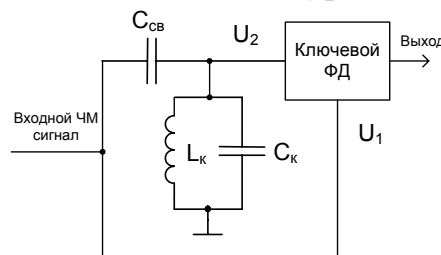


Рис.2.134.

В качестве ФД может быть применен ключевой ФД на основе двойного балансного транзисторного перемножителя, выполненного в соответствии с рис.2.116,б. Фазовый сдвиг, вносимый контуром с цепь связи, равен

$$\varphi_k = \frac{\pi}{2} - \arctg \xi,$$

где  $\xi$  – обобщенная расстройка  $\xi = Q_{\text{э}} \frac{2\Delta f(t)}{f_0} = Q_{\text{э}} \frac{2\Delta f_m \cos(\Omega t)}{f_0}$ ,  $\Delta f_m$  – девиация частоты.

Полагая, что  $U_1 = U_{m1} \cos\{[\omega_1 + \Delta\omega(t)]t\}$ , получаем

$$U_2 = \frac{C_{\text{св}}}{C_k} Q_{\text{э}} U_{m1} \cos([\omega_1 + \Delta\omega(t)]t + \frac{\pi}{2} - \arctg \xi).$$

При небольших расстройках  $\text{tg} \xi \approx \xi$ , поэтому

$$U_2 \approx \frac{C_{\text{св}}}{C_k} Q_{\text{э}} U_{m1} \cos([\omega_1 + \Delta\omega(t)]t + \frac{\pi}{2} - \xi).$$

Перемножая  $U_1$  и  $U_2$ , получаем на выходе ФД результат детектирования

$$U_{\text{вых}} = \frac{C_{\text{св}}}{2C_k} Q_{\text{э}}^2 U_{m1}^2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \xi\right) \approx \frac{C_{\text{св}}}{C_k} Q_{\text{э}}^2 U_{m1}^2 \frac{\Delta f_m \cos(\Omega t)}{f_0}.$$

Поскольку сигналы  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты относительно друг друга на  $90^\circ$ , такой ФД называется квадратурным. Квадратурное детектирование широко распространено в современных РПТ. Выпускается много интегральных схем, реализующих этот вид детектирования. В качестве перемножителей в

них применяются дифференциальные каскады, работающие в ключевом режиме. В результате осуществляется одновременное амплитудное ограничение и линейное фазовое детектирование.

На рис.2.135 приведен вариант одноконтурного ЧД с преобразованием ЧМ-ФМ-АМ. Приходящий сигнал индуцирует ЭДС в катушке колебательного контура  $L_1$ , и на контуре образуется напряжение  $U$ , сдвиг фазы которого зависит от частоты (рис.2.136). Одновременно сигнальный ток создает на катушке связи  $L_{св}$  напряжение  $U_0$ , фаза которого относительно тока постоянна в широкой полосе частот. Это позволяет использовать напряжение  $U_0$  в качестве опорного при детектировании фазы. Напряжения  $U$  и  $U_0$  суммируются и результат поступает на вход АД. Так как амплитуда суммарного напряжения зависит от сдвига фаз между сигнальной ( $U$ ) и опорной ( $U_0$ ) составляющими, а сдвиг фаз зависит от частоты, то напряжение на выходе АД также зависит от частоты.

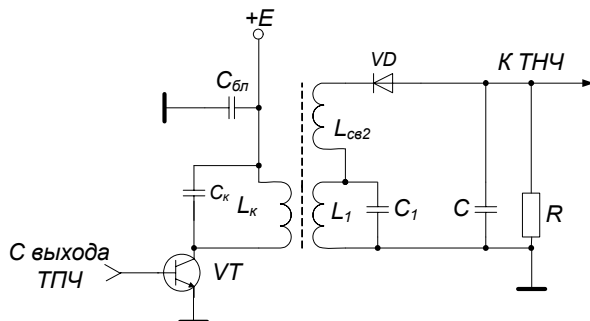


Рис.2.135.

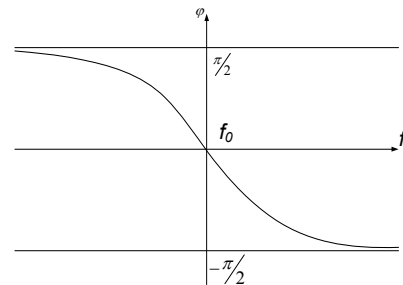


Рис.2.136.

При значительных отклонениях частоты сигнала от резонансной происходит нарушение линейности детекторной характеристики. Тогда возможно улучшение параметров ЧД при переходе к балансной схеме.

*Балансный ЧД с двумя связанными настроенными контурами в литературе часто называют фазовым дискриминатором.* Он находит широкое применение в технике радиоприема.

Схема дискриминатора показана на рис.2.137 и состоит из ограничителя на VT, нагрузкой которого является система двух связанных контуров  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$ , настроенных на одну и ту же частоту.

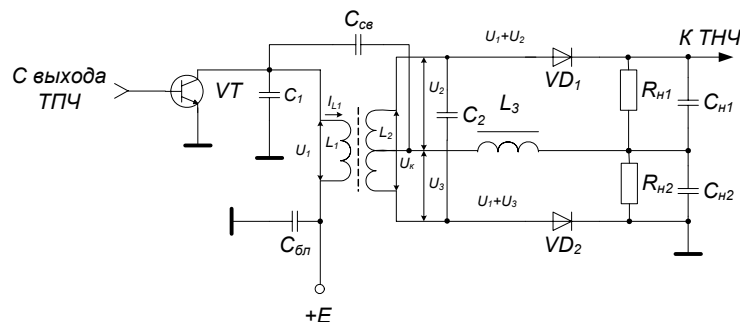


Рис.2.137.

Для предотвращения появления провала в АЧХ связанной системы контуров и ухудшения линейности дискриминационной характеристики параметр связи между контурами не должен превышать критического значения  $\beta_{кр} = 1$ . Детекторы включены по балансной схеме. Дроссель  $L_3$  служит для замыкания постоянных составляющих токов диодов. Напряжение  $U_1$  с первичной обмотки контура через емкость  $C_{св}$  связи подается в среднюю точку вторичного контура и на диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  в фазе, а напряжение со вторичной обмотки - в противофазе. При этом выполняются соотношения:  $U_2 = U_K / 2$  и  $U_3 = -U_K / 2$ .

Векторные диаграммы напряжений и токов в схеме показаны на рис.2.138.

Когда частота сигнала равна частоте настройки контуров  $f_c = f_0$  (рис. 2.138,а). Ток  $I_{L1}$  в катушке  $L_1$  отстает от напряжения  $U_1$  на первичном контуре на  $90^\circ$ . Этот ток наводит во вторичной обмотке э.д.с.  $\varepsilon_2$ , отстающую от тока на  $90^\circ$ . Так как вторичный контур настроен на частоту сигнала, то ток  $I_2$  в этом контуре совпадает по фазе с э.д.с.  $\varepsilon_2$ . Ток  $I_2$  создает на индуктивности вторичного контура  $L_2$  падение напряжения  $U_K$ , опережающее ток на  $90^\circ$ . Производя необходимые геометрические построения для нахождения сумм  $(U_1 + U_K / 2)$  и  $(U_1 - U_K / 2)$ , получаем, что напряжения на диодах  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  равны. Выходные напряжения детекторов на нагрузках  $R_{н1}$  и  $R_{н2}$  также равны по амплитуде и противоположны по знаку, следовательно выходное напряжение дискриминатора равно нулю.

Если частота сигнала выше резонансной частоты контуров, то ток  $I_2$  будет отставать по фазе от э.д.с.  $\varepsilon_2$  (рис. 2.138,б). Напряжение  $U_K$  по-прежнему опережает ток  $I_2$  на  $90^\circ$ . В результате суммарные вектора  $U_{о1} = (U_1 + U_K / 2)$  и  $U_{о2} = (U_1 - U_K / 2)$  не будут равны друг другу. Выходное напряжение дискриминатора в этом случае  $U_{вых} = (U_{о1} - U_{о2}) < 0$  будет отрицательным.

Если частота сигнала ниже резонансной частоты контуров, то ток  $I_2$  будет опережать по фазе э.д.с.  $\varepsilon_2$  (рис. 2.138,в). Напряжение  $U_K$  по-прежнему опережает ток  $I_2$  на  $90^\circ$ , а выходное напряжение дискриминатора в этом случае  $U_{вых} = (U_{д1} - U_{д2}) > 0$  будет положительным.

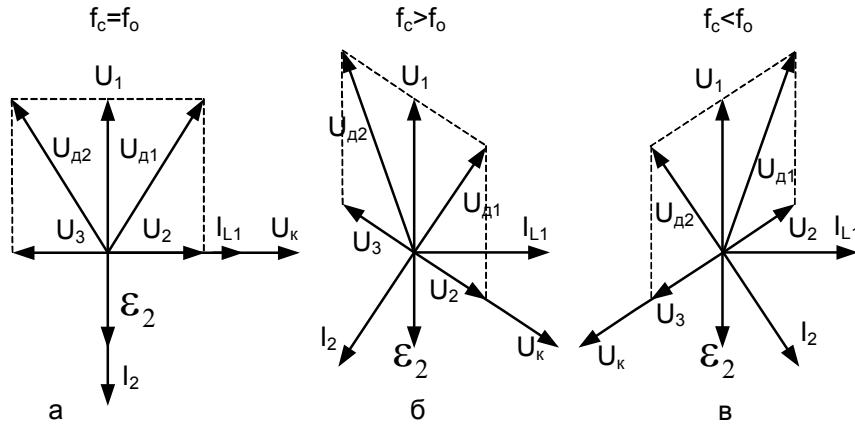


Рис.2.138.

Частотный детектор отношений или дробный детектор (рис.2.179) за счет наличия внутреннего ограничителя амплитуды позволяет добиться ослабления паразитной амплитудной модуляции на 20 - 30 дБ по сравнению с модуляцией входного сигнала. В нем также происходит промежуточное преобразование ЧМ в ФМ и детектирование с помощью АД.

Отличительной особенностью является последовательное включение диодов и наличие конденсатора большой емкости  $C_{н3}$ , участвующего в процессе подавления амплитудной модуляции. Конденсатор  $C_{н3}$  выбирается таким образом, чтобы сумма напряжений ( $U_{сн1} + U_{сн2}$ ) оставалась постоянной.

При  $f = f_0$  выходное напряжение ЧД  $U_{вых} = 0$ . С физической точки зрения это объясняется тем, что при равных амплитудах напряжения на диодах постоянные составляющие токов, проходящих через  $R_{н3}$ , равны, но имеют противоположное направление.

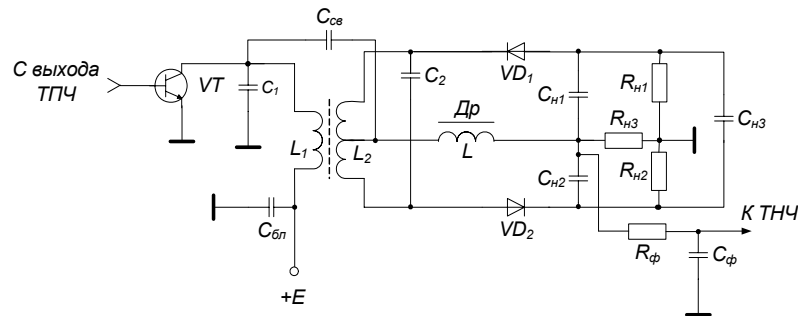


Рис.2.139.

При изменении частоты сигнала происходит изменение соотношения выходных напряжений детекторов при постоянной их сумме, что вызывает изменение величины тока каждого детектора через резистор  $R_{н3}$ . Если токи не равны, то на резисторе появляется напряжение, амплитуда и полярность которого соответствует величине и знаку изменения  $f$  относительно  $f_0$ .



Принцип подавления нежелательной АМ модуляции сигнала на входе дробного детектора заключается в следующем. Напряжение на конденсаторе  $C_{нз}$  из-за его большой емкости не может изменяться быстро. При появлении на входе детектора кратковременных изменений амплитуды сигнала угол отсечки диодов возрастает или уменьшается. Это приводит к уменьшению или увеличению входного сопротивления диодов. Соответственно изменяется эквивалентное сопротивление колебательного контура, что вызывает соответствующие изменения и стабилизацию уровня сигнала на нем.

Структурная схема частотного детектора с преобразованием в импульсно-модулированный сигнал представлена на рис.2.140.

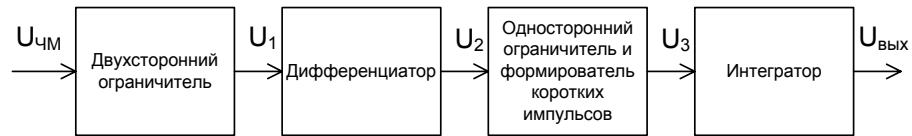


Рис.2.140.

Диаграммы, поясняющие принцип действия приведены на рис.2.141. Преобразователь ЧМ в ИМ содержит двухсторонний ограничитель, дифференциатор и односторонний ограничитель с формирователем коротких прямоугольных импульсов. На выходе этого преобразователя формируется последовательность одинаковых импульсов с постоянной амплитудой  $U_m$  и частотой следования, равной частоте входного сигнала. Постоянная составляющая на выходе интегратора равна

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{и}}} U_m dt = \frac{U_m t_{\text{и}}}{T}.$$

Учитывая, что  $T=1/f$ , получим  $U_{\text{ВЫХ}} = U_m t_{\text{и}} f$ .

Таким образом, выходное напряжение оказывается прямо пропорциональным частоте сигнала и воспроизводит закон частотной модуляции без искажений. Данный детектор называют ЧД счетного типа, так как он основан на принципе подсчета числа переходов входного напряжения через нуль.

Детектор счетного типа обеспечивает высокую линейность детекторной характеристики; хорошее подавление паразитной АМ на входе; возможность реализации в интегральном исполнении без катушек индуктивности.

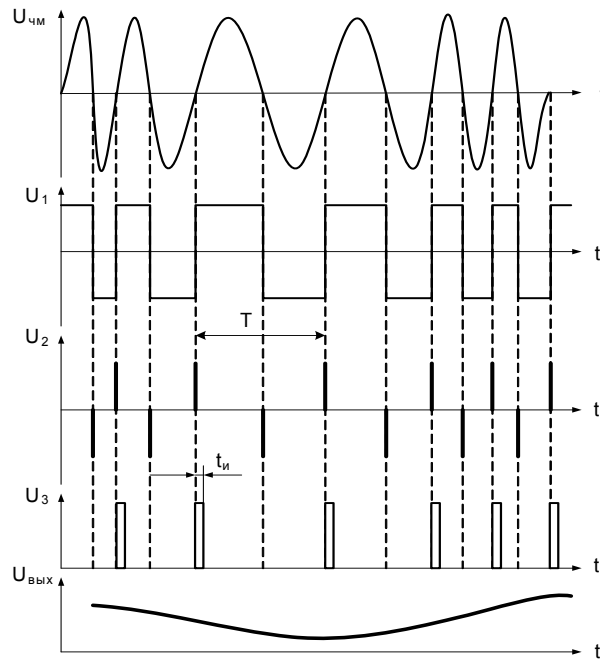


Рис.2.141.

В заключение следует отметить, что ЧМ и ФМ являются взаимосвязанными видами модуляции сигналов. При наличии ЧД всегда можно осуществить с его помощью детектирование сигнала с ФМ (рис.2.142,а)

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c - \Delta\omega_{\text{фМ}}(t)]t = U_m \cos[\omega_c - \Delta\omega_{\text{фМ}} \sin(\Omega t)]t .$$

После частотного детектора выделяется низкочастотная составляющая

$$U(\Omega) = K_d U_m \Delta\omega_{\text{фМ}} \sin(\Omega t) = K_d U_m m_{\text{фМ}} \Omega \sin(\Omega t) .$$

После интегратора получаем

$$U_{\text{вых}} = K_d U_m \int m_{\text{фМ}} \Omega \sin(\Omega t) dt = K_d U_m m_{\text{фМ}} \cos(\Omega t) = K_d U_m k U_m \Omega \cos(\Omega t) .$$

При наличии ФД всегда можно осуществить с его помощью детектирование сигнала с ЧД (рис.2.142,б)

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c t + \varphi_{\text{чМ}}(t)] = U_m \cos[\omega_c t + m_{\text{чМ}} \sin(\Omega t)] .$$

После фазового детектора выделяется низкочастотная составляющая

$$U(\Omega) = K_d U_m m_{\text{чМ}} \sin(\Omega t) .$$

После дифференциатора получаем

$$U_{\text{вых}} = K_d U_m \frac{d}{dt} [m_{\text{чМ}} \sin(\Omega t)] = K_d U_m m_{\text{чМ}} \Omega \cos(\Omega t) = K_d U_m k U_m \Omega \cos(\Omega t) .$$

Для частотного детектирования может быть применена система ФАПЧ (рис.2.143).

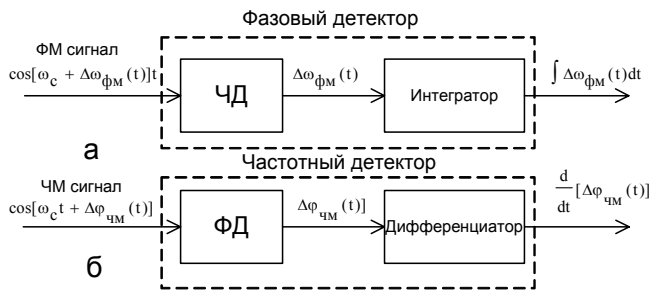


Рис.2.142.

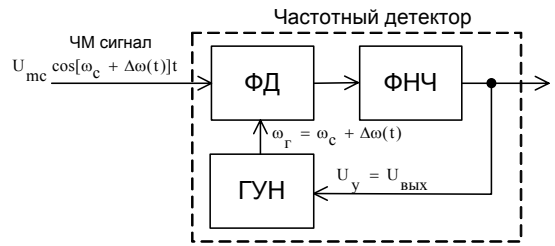


Рис.2.143.

Входной сигнал системы ФАПЧ является в данном случае сигналом с ЧМ:

$$U_c = U_{mc} \cos[\omega_c + \Delta\omega(t)]t = U_{mc} \cos[\omega_c + U_{m\Omega} \cos(\Omega t)]t.$$

Частота генератора, управляемого напряжением, с точность до фазы подстраивается под частоту входного сигнала, поэтому

$$\omega_{Г} = \omega_c + \Delta\omega_y(t) = \omega_c + 2\pi\Delta f_y(t) = \omega_c + 2\pi S_y U_y,$$

так как  $\Delta f_y(t) = 2\pi S_y U_y$ , где  $S_y$  - крутизна характеристики управителя ГУНа. В результате напряжение управления

$$U_y = \frac{U_{m\Omega}}{2\pi S_y} \cos(\Omega t)$$

определяет выходное напряжение ЧД на основе петли ФАПЧ.

### 3. УПРАВЛЕНИЕ РПТ

При эфирном прохождении радиосигнал претерпевает значительные изменения, связанные с условиями распространения радиоволн: многолучевое распространение, радиоэхо, замирания и доплеровский эффект. Кроме того, существенно различаются частоты и уровни принимаемых сигналов, а также условия радиоприема в зависимости от состояния ЭМО. Однако для пользователя желательно наличие надежного канала связи при любых условиях эксплуатации РПТ. Поэтому с целью управления и обеспечения наилучшего качества приема в РПТ вводят: частотную настройку с цепями подстройки; регулировку усиления (для снижения различия в уровнях сигналов дальних и близких станций, замираний и т.п.); регулировки, оптимизирующие отношения С/Ш и С/П на входе и выходе РПТ для обеспечения максимальной вероятности приема сообщений (режекция особо мощных помех, изменение полосы пропускания тракта промежуточной частоты, регулировка чувствительности) и минимизацией искажений.

### 3.1. НАСТРОЙКА РПТ

#### 3.1.1. Частотная настройка РПТ

Для приема сигналов от требуемых станций необходимо настроить РПТ на соответствующую частоту. Эта операция включает коммутацию диапазона, установку соответствующих частот гетеродинов и настройку резонансных преселекторов на частоту сигнала.

При коммутации диапазонов в РПТ находят применение механические и электронные системы. Первые отличаются простотой, устойчивостью к электромагнитным перегрузкам и отсутствием нелинейных эффектов. Однако вследствие механического износа, окисления и загрязнения они ненадежны и имеют ощутимые собственные реактивности контактных пар. Электронные же системы автоматизированы, компактны и экономичны, поэтому они наиболее широко применяются в радиоприемной технике.

В РПТ коммутация диапазонов производится переключением фильтров и контурных катушек индуктивности. Типовая схема электронной коммутации приведена на рис.3.1, где катушки  $L_1$  и  $L_2$  подключаются в контур, образованный совместно с варикапом VD. Управление ключами VD и VD на коммутационных или р-и-п-диодах производится подачей положительного потенциала в цепь соответствующего диода. В результате протекания тока через диод цепь замыкается, подключая катушку в контур.

Для настройки РПТ на заданную частоту сигнала в пределах диапазона широкое применение нашла емкостная настройка (плавная или дискретная, т.е. настройка на определенные частоты с допустимым шагом). При этом возможно использование КПЕ, дискретных конденсаторов переменной емкости (ДКПЕ) и варикапов.

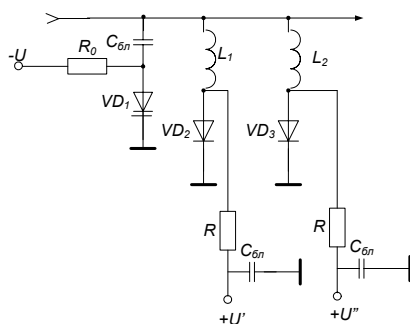


Рис.3.1

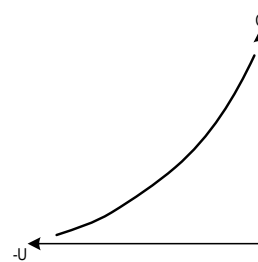


Рис.3.2

Электронная настройка с помощью варикапов, вольтфарадная характеристика которых имеет вид, показанный на рис.3.2, позволяет сводить к минимуму время настройки, организовывать автоматизированную настройку, обеспечивать высокую эксплуатационную стабильность настроечных характеристик, снимает ограничения на сложность настраиваемых цепей, имеет малые габариты и массу. Отсутствие механических связей позволяет располагать варикапы непосредственно в

колебательных контурах, уменьшая тем самым паразитные межкаскадные связи.

Типовая схема цепи настройки (рис.3.3,а) содержит варикап VD, потенциометр  $R_1$ , служащий для изменения постоянного напряжения, резистор  $R_2$ , исключающий шунтирование контура источником питания, и блокировочный конденсатор  $C_{бл}$ . При изменении управляющего напряжения  $U$  на варикапе происходит изменение его емкости (см. рис.3.2) и перестройка резонансной цепи. При дискретной настройке напряжение на диоде изменяется ступенчато. Для одновременной перестройки цепей сигнала и гетеродина используют варикапные матрицы.

Одним из основных недостатков электронной настройки является значительная нелинейность варикапа, которая особенно заметна при сильных сигналах и малых смещениях. Поэтому применение варикапа в цепях преселектора приводит к некоторому ухудшению селективности РПТ. Для снижения нелинейного поражения используют частичное включение варикапа в контур и встречно-параллельное включение (рис.3.3,б). Благодаря взаимной компенсации четных гармоник нелинейные искажения существенно снижаются.

В супергетеродинном РПТ необходимо согласование настроек контуров гетеродина и преселектора. Если для настроек используется один и тот же элемент, то требуется сопряжение настроек контуров гетеродина и преселектора. Это объясняется различными требованиями к коэффициентам перекрытия контуров.

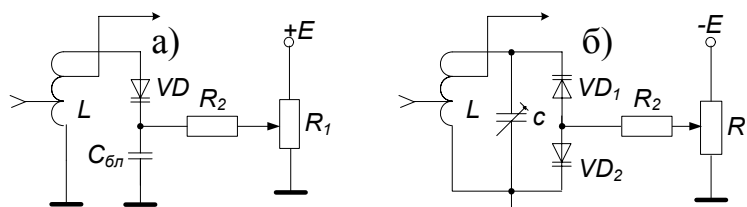


Рис.3.3

В качестве примера рассмотрим РПТ с частотным диапазоном  $f_{сmin}=100$  кГц и  $f_{сmax}=300$ кГц, промежуточная частота  $f_{пч}=400$ кГц, настройка осуществляется КПЕ с  $C_{кmin}=20$ пФ и  $C_{кmax}=180$ пФ. Коэффициент перекрытия частотного диапазона равен  $k_d = f_{сmax} / f_{сmin} = 300 / 100 = 3$ . В соответствии с формулой Томпсона

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}},$$

изменение емкости сигнального контура в 9 раз обеспечивает перекрытие заданного диапазона частот. Так как использован супергетеродинный приемник, то посмотрим, что произойдет, если аналогичный элемент настройки будет применен и в контуре гетеродина (рис.3.4):

Минимальная и максимальная частоты сигнала гетеродина равны:

$$f_{\Gamma \min} = 100 + 400 = 500 \text{ кГц},$$

$$f_{\Gamma \max} = 300 + 400 = 700 \text{ кГц}.$$

Индуктивность сигнального и гетеродинного контуров выбираем в соответствии с формулой Томпсона

$$L_{\text{к}} = \frac{1}{(2\pi f_{\text{с min}})^2 C_{\text{к max}}}, \quad L_{\Gamma} = \frac{1}{(2\pi f_{\Gamma \min})^2 C_{\text{к max}}}.$$

Если теперь уменьшить  $C_{\text{к}}$  в 9 раз, то частота гетеродина изменится в 3 раза и станет равной  $f'_{\Gamma \max} = 1500 \text{ кГц}$ , что будет существенно отличаться от требуемого для получения промежуточной частоты значения. Приемник с точки зрения частоты гетеродина окажется настроенным не на частоту 300 кГц, а на частоту сигнала, равную  $1500 - 400 = 1100 \text{ кГц}$ . А так как сигнальный контур при этом будет настроен на частоту 300 кГц, то имеет место ошибка рассогласования (или сопряжения), равная  $1100 - 300 = 800 \text{ кГц}$  и сигнал будет значительно ослаблен. Считается допустимой ошибка рассогласования, не превышающая половины полосы пропускания преселектора (рис.3.5) (т.к. чувствительность РПТ при частотной перестройке должна изменяться не более, чем в два раза).

В данном примере большая ошибка сопряжения связана с избыточным диапазоном изменения емкости контура гетеродина. Необходимо, чтобы для контура гетеродина  $C_{\text{к max}} / C_{\text{к min}} = (f_{\Gamma \max} / f_{\Gamma \min})^2 = (700 / 500)^2 \approx 2$ .

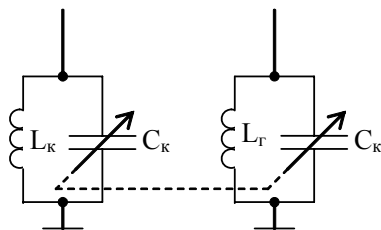


Рис. 3.4

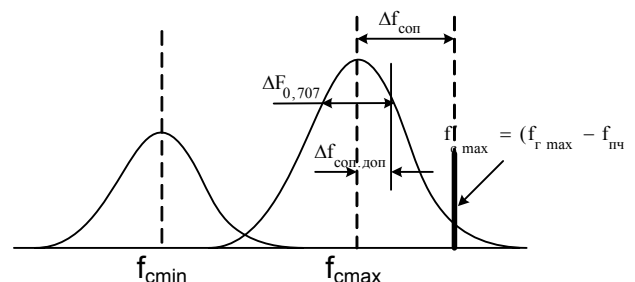


Рис.3.5.

Как видно из рис.3.6, точное сопряжение (равенство  $f_{\Gamma} - f_{\text{с}} = f_{\text{ПЧ}}$ ) имеет место только в одной точке в начале диапазона. Такой вид сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина называется одноточечным сопряжением. Он допускается, если ошибка сопряжения по всему диапазону не превышает допустимого значения.

Обычно одноточечное сопряжение выполняется в соответствии с рис.3.7 внутри диапазона на частоте  $f_1$  при небольших значениях коэффициента перекрытия диапазона по частоте  $k_{\text{д}} \approx 1,1$ . При больших значениях  $k_{\text{д}}$  применяется двухточечное и трехточечное сопряжение.

Существует несколько методов уменьшения ошибки сопряжения за счет изменения коэффициента перекрытия по емкости. Первый метод сопряжения – параллельное двухточечное сопряжение с помощью

дополнительной емкости, включаемой параллельно основной емкости контура гетеродина (рис.3.8).

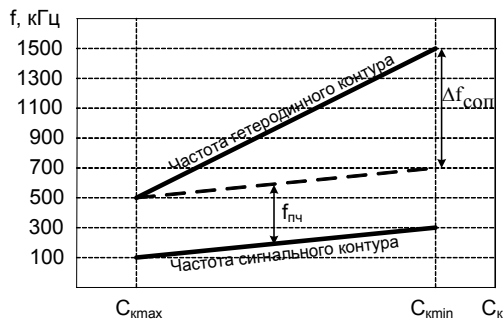


Рис.3.6.

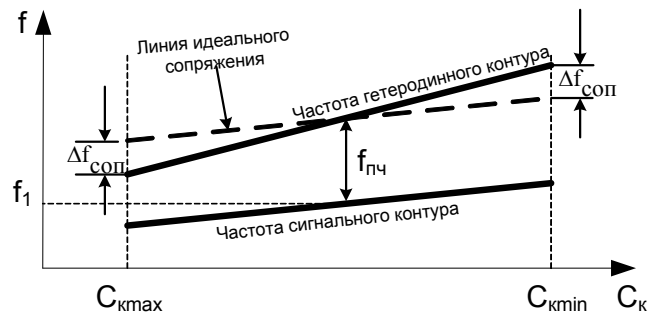


Рис.3.7.

Величина емкости  $C_{\text{пар}}$ , выбирается такой, чтобы

$$f_{\Gamma \text{ min}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\Gamma}(C_{\text{к max}} + C_{\text{пар}})}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\Gamma}C_{\text{к max}}}},$$

$$f_{\Gamma \text{ max}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\Gamma}(C_{\text{к min}} + C_{\text{пар}})}}.$$

При этом точное сопряжение получается в двух точках: в начале и в конце диапазона (рис.3.9,а) Появляющуюся внутри диапазона ошибку сопряжения можно существенно уменьшить, сместив частоты точного сопряжения внутрь рабочего диапазона (частоты  $f_1$  и  $f_2$  на рис.3.9,б).

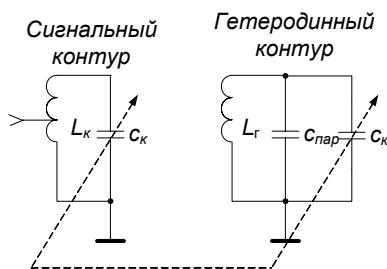
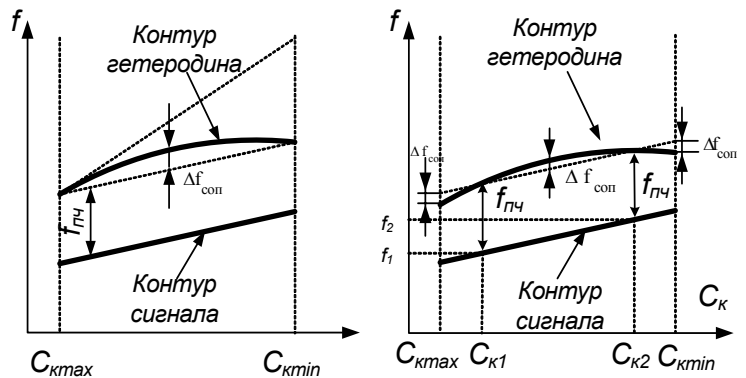


Рис.3.8



а)

б)

Рис.3.9.

Частоты точного сопряжения выбираются таким образом, чтобы ошибки по краям и внутри диапазона были равными:

$$f_1 = f_{0 \text{ min}} k_{\text{д}}^{0,147}, \quad f_2 = f_{0 \text{ min}} k_{\text{д}}^{0,852}.$$

Двухточечное сопряжение применяется, если  $k_{\text{д}} < 1,4$ .

Второй метод сопряжения – последовательное двухточечное сопряжение с помощью дополнительной емкости, включаемой

последовательно с основной емкостью контура гетеродина (рис.3.10).

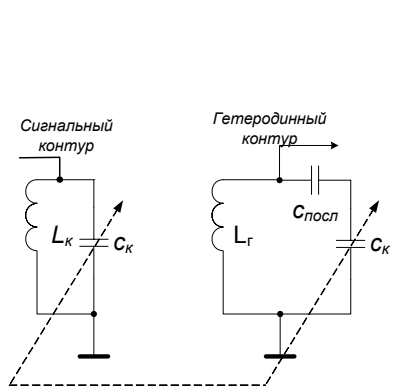


Рис.3.10

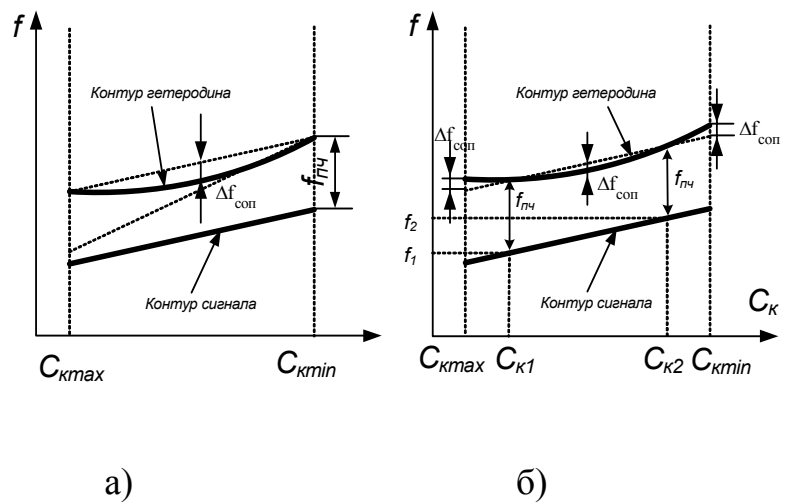


Рис.3.11.

Величина емкости  $C_{\text{посл}}$ , выбирается такой, чтобы

$$f_{2 \min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left( \frac{C_{k \max} C_{\text{посл}}}{C_{k \max} + C_{\text{посл}}} \right)}}, \quad f_{2 \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left( \frac{C_{k \min} C_{\text{посл}}}{C_{k \min} + C_{\text{посл}}} \right)}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_{k \min}}}$$

Точное сопряжение также получается в двух точках: в начале и в конце диапазона (рис.3.11,а). Ошибку сопряжения внутри диапазона можно существенно уменьшить, сместив частоты точного сопряжения  $f_1$  и  $f_2$  внутрь рабочего диапазона (рис.3.11,б). Частоты точного сопряжения выбираются таким образом, чтобы ошибки по краям и внутри диапазона были равными.

Третий метод - комбинированное трехточечное сопряжение (рис.3.12). Он заключается в сочетании параллельного и последовательного сопряжения. Частоты точного сопряжения (рис.3.13,б) выбираются из следующих соотношений:

$$f_1 = f_{0 \min} (0,933 + 0,067k_d), \quad f_2 = f_{0 \min} (1 + k_d)/2, \quad f_3 = f_{0 \min} (0,067 + 0,933k_d).$$

Трехточечное сопряжение применяется, если  $k_d > 1,4$ .

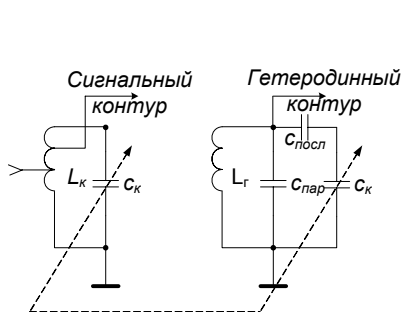


Рис.3.12.

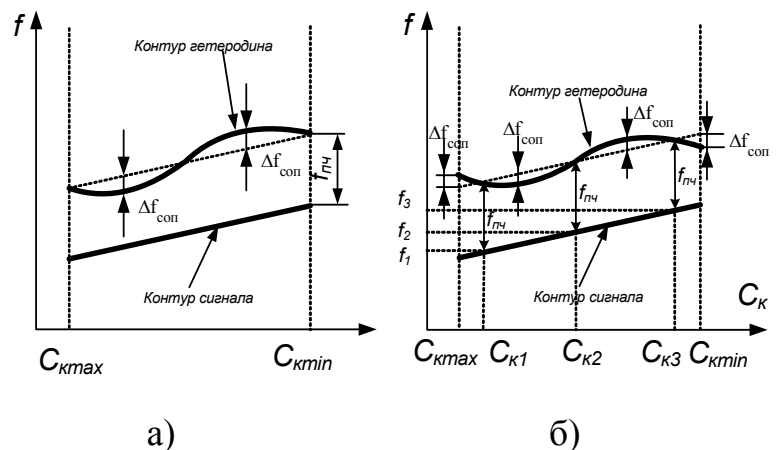


Рис.3.13



С увеличением полосы преселектора требования к сопряжению снижаются. Переход к электронной системе настройки принципиально позволяет полностью исключить погрешность сопряжения во всем диапазоне рабочих частот. Схема электронной настройки с синтезатором частот показана на рис.3.14. Необходимая частота устанавливается в синтезаторе частот (СЧ). Далее, в синтезаторе напряжения (СН) происходит скачкообразное либо плавное изменение управляющего напряжения, что обеспечивает перестройку преселектора на частоту сигнала.

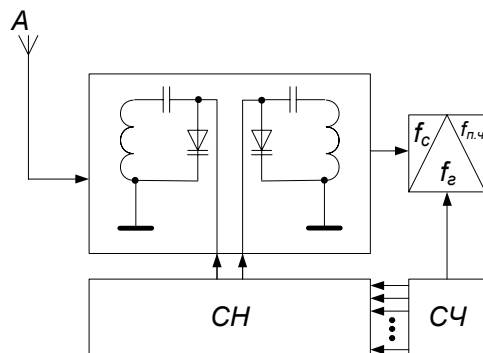


Рис.3.14

В процессе работы РПТ преобразованная частота может изменяться и отличаться от промежуточной, на которую настроен ТПЧ. Причиной является уход частоты РПДУ после настройки РПТ, уход частоты гетеродина РПТ под воздействием дестабилизирующих факторов (температуры, влажности, механических воздействий и т.п). В результате спектр преобразованного сигнала оказывается смещенным относительно АЧХ тракта промежуточной частоты, что приводит к его искажениям и появлению после детектирования нелинейных искажений либо к полному прекращению приема при больших уходах.

### 3.1.2. Системы автоматической подстройки частоты

Для автоматического поддержания преобразованной частоты в полосе тракта основной избирательности в РПТ используется система автоматической подстройки частоты (АПЧ) (рис.3.15). В случае отклонения промежуточной частоты от номинального значения на выходе различителя Р вырабатывается напряжение  $U_p$ , которое после усиления воздействует на управитель У и ГУН. Происходит изменение частоты гетеродина таким образом, чтобы сохранить номинальное значение  $f_{пч}$ . В качестве элемента подстройки в контуре гетеродина обычно используется варикап.

В зависимости от вида различителя классифицируют частотную автоматическую подстройку частоты (ЧАПЧ) и фазовую автоматическую подстройку частоты (ФАПЧ). В ЧАПЧ измеряется отклонение преобразованной частоты от промежуточной частоты и в роли различителя

выступает ЧД. В ФАПЧ производится сравнение фаз сигналов, а в роли различителя выступает ФД. ФАПЧ имеет более высокую чувствительность, поскольку реагирует на фазовые изменения частоты и, следовательно, на меньшую разность частот, чем ЧАПЧ.

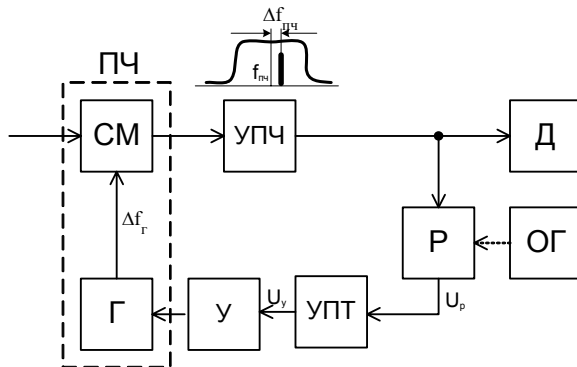


Рис.3.15

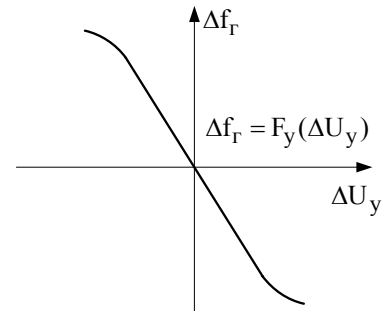


Рис.3.16.

*Система ЧАПЧ.* Рассмотрим работу системы ЧАПЧ. Пусть в результате воздействия дестабилизирующих факторов частота гетеродина изменилась на величину  $\Delta f_{\Gamma}$ . Это изменение частоты гетеродина приведет к изменению значения промежуточной частоты  $f_{пч}$  на величину  $\Delta f_{пч.нач}$ . Напряжение на выходе ЧД при наличии АПЧ определяется величиной частотной ошибки  $\Delta f_{пч}$  и крутизной детекторной характеристики ЧД  $S_p$ :

$$U_p = \Delta f_{пч} S_p.$$

График дискриминационной характеристики  $\Delta U_p = F_p(\Delta f_{пч})$  рассмотрен ранее в главе 2.

Изменение частоты гетеродина в процессе регулирования прямо пропорционально напряжению управления  $U_y$  и крутизне характеристики управления гетеродина  $S_{\Gamma}$ :

$$\Delta f_{\Gamma рег} = S_{\Gamma} U_y.$$

Примерный график зависимости изменения частоты гетеродина от изменения управляющего напряжение  $\Delta f_{\Gamma} = F_{\Gamma}(\Delta U_y)$  приведен на рис.3.16.

Напряжение управления при наличии усилителя постоянного тока с коэффициентом передачи  $K_{уПТ}$  равно  $U_y = U_p K_{уПТ}$ . В результате регулирования начальное изменение промежуточной частоты уменьшается или увеличивается до значения  $\Delta f_{пч} = \Delta f_{пч.нач} + \Delta f_{\Gamma рег}$ , в зависимости от знака  $\Delta f_{\Gamma рег}$ .

Тогда  $\Delta f_{пч} = \Delta f_{пч.нач} + \Delta f_{пч} S_{\Gamma} S_p K_{уПТ}$ , откуда

$$\Delta f_{пч} = \frac{\Delta f_{пч.нач}}{1 - S_{\Gamma} S_p K_{уПТ}}.$$

Это выражение описывает систему АПЧ как замкнутую систему с обратной связью по частоте. Если знак произведения  $S_{\Gamma}S_pK_{упт} > 0$ , то обратную связь по частоте можно считать положительной. Если знак произведения  $S_{\Gamma}S_pK_{упт} < 0$ , то обратную связь по частоте можно считать отрицательной.

При отрицательной обратной связи начальная частотная ошибка уменьшается. Коэффициент

$$k_{АПЧ} = \frac{\Delta f_{пч.нач}}{\Delta f_{пч}} = 1 + S_{\Gamma}S_pK_{упт},$$

показывающий во сколько раз уменьшается начальная частотная ошибка, называется коэффициентом автоподстройки.

В замкнутой системе АПЧ изменение выходного напряжения дискриминатора на величину  $\Delta U$  является входным параметром для управителя гетеродином с масштабным коэффициентом  $K_{упт}$ , а изменение частоты гетеродина на величину  $\Delta f$  является входным параметром для частотного дискриминатора. В связи с этим, учитывая, что  $\Delta f_{\Gamma} = \Delta f_{пч}$ , можно отобразить графики характеристик управителя  $\Delta f_{\Gamma} = F_y(\Delta U_y)$  и различителя  $\Delta U_y = F_p(\Delta f_{пч})$  на одной плоскости.

Начальная ошибка  $\Delta f_{пчнач}$  может появиться не только за счет нестабильности частоты гетеродина. Причиной может послужить, например уменьшение частоты входного сигнала на величину  $\Delta f_c$ . В этом случае при верхнем преобразовании  $f_{пчнач} = f_{\Gamma} - (f_c - \Delta f_c)$  или  $\Delta f_{пчнач} = \Delta f_c$ . В любом случае изменение частоты  $\Delta f_{пч}$  можно считать появившемся за счет изменения частоты гетеродина  $\Delta f_{\Gamma}$ .

Найдем зависимость остаточного частотного отклонения  $\Delta f_{пч}$  от частотного отклонения входного сигнала  $\Delta f_c$  при включенной автоподстройке. Эту зависимость называют регулировочной характеристикой системы АПЧ.

При работе АПЧ появившееся отклонение  $\Delta U_y$  будет представлять напряжение ошибки, которое, воздействуя на ГУН, изменяет частоту гетеродина на величину  $\Delta f_{\Gammaрег}$  таким образом, чтобы остаточная ошибка

$$\Delta f_{пчост} = \Delta f_{\Gammaрег} - \Delta f_c. \quad (3.1)$$

Если уравнение характеристики различителя решить относительно  $\Delta f_{пчост}$ , то получим функциональную зависимость  $\Delta f_{пчост} = F_p^{-1}(\Delta U_y)$ . В выражении для (3.1) изменение частоты гетеродина в процессе регулирования определяется зависимостью  $\Delta f_{\Gamma} = F_y(\Delta U_y)$ . То есть (3.1) можно переписать в следующем виде:

$$F_p^{-1}(\Delta U_y) = F_y(\Delta U_y) - \Delta f_c. \quad (3.2)$$

Выражение (3.2) означает, что остаточная ошибка  $\Delta f_{\text{пчост}}$  определяется как абсцисса точки пересечения характеристики различителя  $F_p(\Delta f_{\text{пч}})$  с характеристикой управителя  $F_y(\Delta U_y)$ , смещенной вдоль оси частот на величину  $\Delta f_c$ . На рис.3.17 приведены зависимости в соответствии с (3.2) при различных начальных расстройках по частоте. Точки пересечения графиков являются решениями уравнения (3.2). Так как точек пересечения графиков может быть от одной до трех, то при нахождении остаточной ошибки  $\Delta f_{\text{пчост}}$  учитываются точки, характеризующие устойчивые состояния системы. На рис.3.18 приведена регулировочная характеристика системы АПЧ.

Рассмотрим поведение системы при изменении частоты входного сигнала. Допустим, что вначале  $\Delta f_c = 0$  и система осуществляет слежение за изменением частоты входного сигнала. Тогда точка пересечения характеристик управителя и различителя находится в начале координат (точка 0) и остаточная ошибка отсутствует (рис.3.17, рис.3.18). При появлении расстройки  $\Delta f_c \neq 0$  точка пересечения характеристик сместится и займет положение 1. Как видно из рис.3.17 остаточная ошибка значительно меньше начальной расстройки  $\Delta f_{\text{пчнач}} = \Delta f_c$ .

Все последующие точки пересечения (точки 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 на рис.3.18) характеристик управителя и различителя являются точками решения уравнения (3.2).

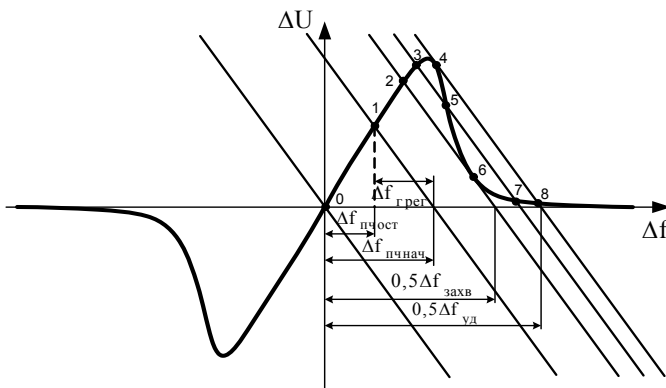


Рис.3.17.

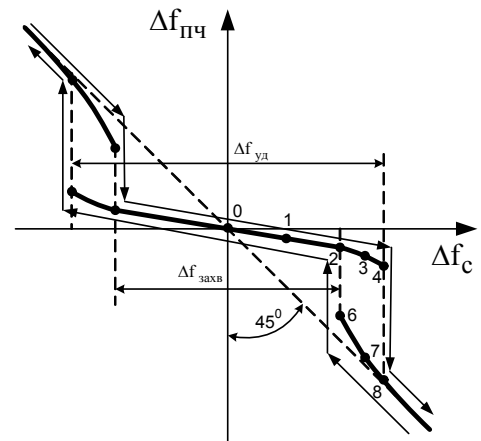


Рис.3.18.

Условие получения отрицательной обратной связи по частоте  $S_r S_p K_{\text{упт}} < 0$  означает, что крутизна характеристики управителя  $S_r$  и крутизна характеристики различителя  $S_p$  должны иметь различные знаки. Для точек 1, 2 и 3 это условие выполняется, следовательно, состояние системы в них является устойчивым и коэффициент автоподстройки

$k_{АПЧ} \gg 0$ .

При дальнейшем увеличении расстройки частоты сигнала крутизна характеристики различителя уменьшается до нуля и меняет знак на противоположный. Обратная связь по частоте становится положительной, так как  $S_{\Gamma} S_p K_{УПТ} > 0$ . В точке 4 произведение  $S_{\Gamma} S_p K_{УПТ} = +1$ , коэффициент автоподстройки  $k_{АПЧ} = 0$ ,  $\Delta f_{пчост}$  стремится к бесконечности и система осуществляет скачкообразный переход в точку 8. Происходит срыв слежения за частотой входного сигнала, остаточная расстройка при этом  $\Delta f_{пчост} \approx \Delta f_c$ . Точка 8 является устойчивым состоянием системы, несмотря на то, что обратная связь по частоте остается положительной. Это связано с небольшим значением крутизны характеристики различителя  $S_p$  в этой точке. Расстройка сигнала, соответствующая срыву слежения за частотой входного сигнала, является границей полосы удержания  $\Delta f_{уд}$  (рис.3.18).

При уменьшении значения  $\Delta f_c$  слежение за частотой не осуществляется до точки 6 из-за небольшого значения  $S_p$ . В точке 6 из-за роста крутизны различителя произведение  $S_{\Gamma} S_p K_{УПТ} = +1$ , коэффициент автоподстройки  $k_{АПЧ} = 0$ ,  $\Delta f_{пчост}$  стремится к бесконечности и система осуществляет скачкообразный переход в точку 2. В точке 2 система устойчива, т.к. обратная связь по частоте становится отрицательной  $S_{\Gamma} S_p K_{УПТ} < 0$  и  $k_{АПЧ} \gg 0$ .

Таким образом, между точками 4 и 6 находится область неустойчивых состояний системы, так как обратная связь по частоте положительна и произведение  $S_{\Gamma} S_p K_{УПТ}$  достаточно велико.

Расстройка сигнала, соответствующая началу слежения за частотой входного сигнала, является границей полосы захвата  $\Delta f_{захв}$  (рис.3.18). Как видно из графиков, полоса захвата уже полосы удержания.

Приближенный расчет полосы удержания можно произвести с помощью соотношения, полученного для треугольника ABD (рис.3.19).

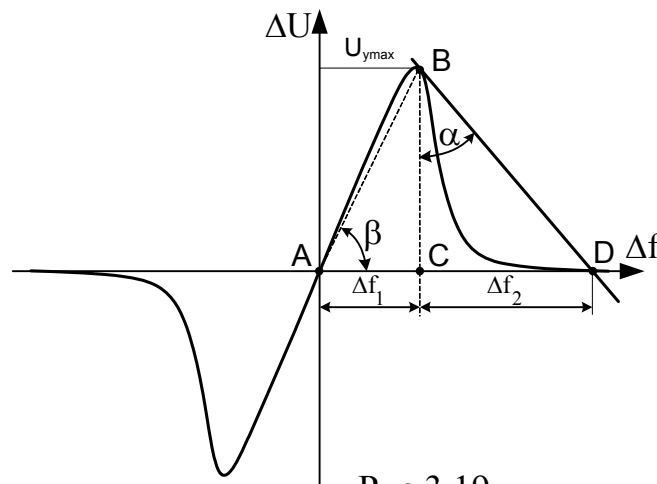


Рис.3.19.

Ширина основания треугольника ABD, как видно из проделанных построений, приблизительно равна половине полосы удержания. В свою очередь треугольник ABD состоит из прямоугольных треугольников ABC и BCD, основания которых можно определить из соотношений:

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta U_{y\max}}{\operatorname{tg}\beta} = \frac{\Delta U_{y\max}}{S_p},$$

$$\Delta f_2 = \Delta U_{y\max} \operatorname{tg}\alpha = \Delta U_{y\max} S_y.$$

Тогда полоса удержания

$$\Delta f_{\text{уд}} = 2(\Delta f_1 + \Delta f_2) = 2\Delta U_{y\max} \left( S_y + \frac{1}{S_p} \right).$$

На практике в структуре АПЧ между различителем и управителем включается ФНЧ, устраняющий флуктуации напряжения в цепи управления частотой гетеродина. В этом случае верхняя граничная частота фильтра определяет быстродействие системы АПЧ.

*Система ФАПЧ.* В системе ФАПЧ производится сравнение фаз сигналов опорного генератора ОГ и промежуточной частоты, а в роли различителя выступает ФД (рис.3.15).

Выходное напряжение ФД прямо пропорционально косинусу фазового угла между сигналами опорного генератора и промежуточной частоты

$$\varphi(t) = (\omega_{\text{пч}} - \omega_{\text{ог}})t - (\varphi_{\text{пч}} - \varphi_{\text{ог}}) = \Delta\omega_{\text{нач}} - \varphi_{\text{нач}}.$$

Система ФАПЧ работает в двух режимах:

- 1) режим различения сигналов по частоте, когда  $\Delta\omega_{\text{нач}} \neq 0$ ;
- 2) режим различения сигналов по фазе, когда  $\Delta\omega_{\text{нач}} = 0$ .

В первом режиме на выходе ФД присутствует изменяющееся напряжение с частотой разностной  $(\omega_{\text{пч}} - \omega_{\text{ог}})$ , которое через УПТ поступает на управитель и изменяет частоту гетеродина на величину

$$\Delta f_{\Gamma} = S_y U_y. \quad (3.3)$$

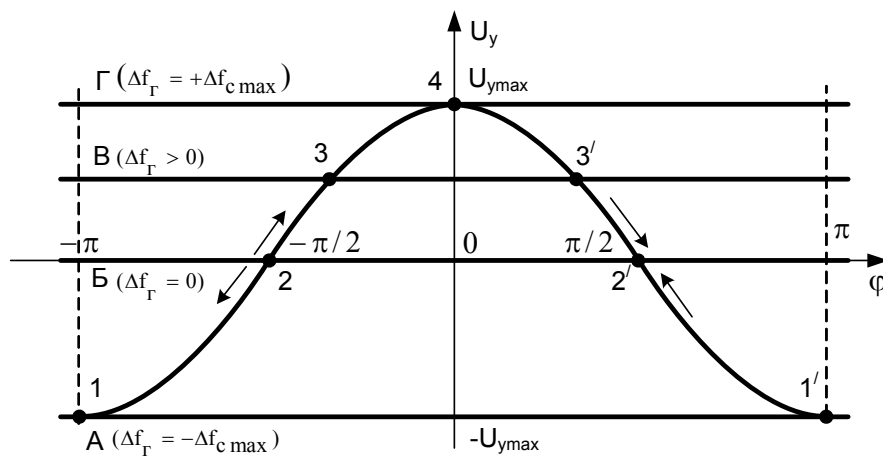


Рис.3.20.

На рис.3.20 приведена детекторная характеристика ФД с учетом наличия УПТ на входе управителя. Выражение (3.3) означает, что на этом же рисунке по оси ординат могут быть отложены приращения частоты гетеродина с некоторым масштабным коэффициентом в соответствии с выражением  $U_y = \Delta f_{\Gamma} / S_y$ . В связи с этим горизонтальные линии А, Б, В и Г являются характеристиками управителя и соответствуют начальным расстройкам частоты гетеродина или сигнала, так как в равновесном состоянии  $\Delta f_{\Gamma} = \Delta f_c$ . В результате также как и в случае с ЧАПЧ, точки пересечения графиков управителя и различителя являются точками решения уравнения, описывающего процессы в замкнутой системе ФАПЧ. Определим точки, соответствующие устойчивым состояниям системы.

При появлении расстройки по частоте изменяющаяся фаза на входе ФД может быть представлена в следующем виде:

$$\varphi(t) = [(\omega_{\Gamma} + \Delta\omega_{\Gamma}) - (\omega_c + \Delta\omega_c) - \omega_{ог}]t + \varphi_{нач}.$$

Скорость изменения фазы во времени равна

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = (\omega_{\Gamma} + \Delta\omega_{\Gamma}) - (\omega_c + \Delta\omega_c) - \omega_{ог} = (\Delta\omega_{\Gamma} - \Delta\omega_c) = 2\pi(S_y U_y - \Delta f_c),$$

(3.4)

так как должно соблюдаться условие  $\omega_{пч} = (\omega_{\Gamma} - \omega_c) = \omega_{ог}$ .

Выражение (3.4) означает, что на рис.3.20 по оси ординат могут быть также отложены значения скорости изменения фазы во времени с некоторым масштабным коэффициентом.

В точке 2, являющейся решением (3.4) в случае отсутствия расстройки сигнала  $\Delta f_c = 0$ , при появлении положительного значения  $\Delta\varphi > 0$  появится положительное значение напряжения управления  $U_y > 0$ . Это означает, что скорость изменения фазы во времени в этой точке положительна, поэтому приращение фазы будет продолжать нарастать до точки 2'. При отрицательных значениях  $\Delta\varphi < 0$  в этой точке появится отрицательное значение напряжения управления и скорости изменения фазы во времени, поэтому система будет также продолжать удаляться от этой точки.

В точке 2' при появлении положительного значения  $\Delta\varphi > 0$  появится отрицательное значение напряжения управления  $U_y < 0$ . Это означает, что скорость изменения фазы во времени в этой точке отрицательна, поэтому приращение фазы будет уменьшаться до точки 2'. При отрицательных значениях  $\Delta\varphi < 0$  в этой точке появится положительное значение напряжения управления и скорости изменения фазы во времени, поэтому система будет возвращаться в точку 2'.

При появлении расстройки  $\Delta f_c \neq 0$  в соответствии с (3.4) положительные значения скорости изменения фазы во времени будут присутствовать выше линии характеристики управителя, соответствующей расстройке, а отрицательные – ниже.

Таким образом, устойчивыми состояниями системы будут точки 1', 2', 3' и 4. Неустойчивыми будут точки 1, 2 и 3. Фазовые соотношения,

необходимые для устойчивой работы системы ФАПЧ, устанавливаются автоматически.

При отсутствии захвата частоты сигнала ФД работает в режиме слежения по частоте. На выходе различителя присутствует переменное напряжение с разностной частотой  $\Delta f = f_{\text{ПЧ}} - f_{\text{ОГ}}$ . Частота гетеродина под воздействием этого напряжения изменяется в диапазоне  $f_{\text{Г}} \pm \Delta f_{\text{Гmax}}$ , определяемом величиной  $\pm U_{\text{ymax}}$ . Как только частота входного сигнала попадет в диапазон  $f_{\text{Г}} \pm \Delta f_{\text{Гmax}}$  и частота  $f_{\text{ПЧ}}$  сравняется с частотой опорного генератора  $f_{\text{ОГ}}$ , произойдет скачкообразный переход в режим слежения по фазе. Напряжение на выходе ФД будет соответствовать ошибке системы ФАПЧ по фазе в диапазоне от 0 до  $\pi$ , что соответствует крайним точкам 4 и 1' на рис.3.20.

Так как остаточная ошибка по частоте равна нулю, то коэффициент автоподстройки системы ФАПЧ стремится к бесконечности. Регулировочная характеристика системы ФАПЧ приведена на рис.3.21.

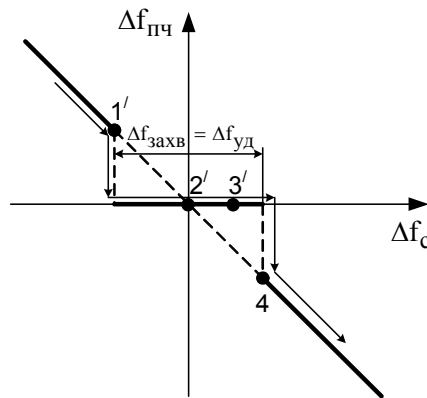


Рис.3.21.

При отсутствии ФНЧ между различителем и управителем полоса захвата системы ФАПЧ равна полосе удержания. При наличии ФНЧ с большой постоянной времени  $\tau_{\text{ф}}$  диапазон изменения частоты гетеродина под воздействием управителя с ростом расстройки уменьшается. Это происходит из-за уменьшения амплитуды сигнала управления  $U_{\text{y}} \ll U_{\text{ymax}}$ .

Полоса захвата в связи с этим будет меньше полосы удержания. Приближенное значение полосы захвата определяется выражением

$$\Delta f_{\text{захв}} \approx 1,3 \sqrt{\frac{\Delta f_{\text{уд}}}{\tau_{\text{ф}}}}$$

для синусоидального сигнала на входе ФД.

## 3.2. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В РПТ

### 3.2.1. Автоматическая регулировка усиления в РПТ

В реальных условиях приема мощность входных сигналов может



изменяться в десятки и сотни тысяч раз, однако на выходе РПУ необходимо обеспечить независимый уровень сигналов, определяемый условиями функционирования оконечного устройства. Для обеспечения нормальной работы ТНЧ и защиты их от перегрузки в РПУ применяют ручную (РРУ) и автоматическую (АРУ) регулировки усиления.

Ручная регулировка осуществляется с помощью потенциометров, включенных в часть тракта, не охваченной АРУ. Обычно РРУ вводят в детекторном каскаде или первых каскадах ТНЧ. РРУ позволяет обеспечивать функционирование ТНЧ только при медленных и небольших изменениях уровня сигнала. При высоких скоростях и больших диапазонах изменений уровней сигналов используется АРУ.

Для управления коэффициентом передачи тракта формируется управляющее напряжение, зависящее от уровня принимаемого сигнала. Это напряжение обычно получают в результате амплитудного детектирования на выходе УПЧ. Оно также может быть получено в результате детектирования усиленного в дополнительном канале входного сигнала РПУ. Для выделения управляющего напряжения используют фильтры АРУ, полоса пропускания которых меньше минимальной частоты модуляции сигнала.

Регулировка усиления в усилительных каскадах осуществляется следующими способами. Режимные методы наиболее применимы в аппаратуре невысокого класса. Недостаток - изменение режима по постоянному току вызывает изменения входного и выходного импедансов каскадов. Управляемые аттенюаторы на входе. Регулировка глубины местной ООС. Последние способы позволяют существенно уменьшать влияние регулировок на АЧХ и нелинейные искажения сигнала.

Режимная регулировка усиления может производиться либо изменением тока эмиттера, либо изменением напряжения на коллекторе. На рис.3.22 приведена зависимость крутизны транзистора от тока эмиттера  $S_0 = f(I_э)$ . Увеличение тока эмиттера  $I_э$  и, следовательно, тока коллектора  $I_к$  приводит к уменьшению напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{кэ}$  за счёт увеличения падения напряжения на сопротивлении  $R_э$  в цепи эмиттера и нагрузке по постоянному току в цепи коллектора ( $R_к$  в резистивных каскадах, сопротивление фильтра  $R_ф$ ). Одновременное изменение  $I_э$  и  $U_{кэ}$  приводит к тому, что практически линейная на начальном участке зависимость  $S_0 = f(I_э, U_{кэ})$  при больших значениях тока становится нелинейной и имеет форму кривой, показанной на рис.3.22 штриховой линией. При этом в области  $I_{э1} < I_э < I_{э2}$  коэффициент усиления каскада практически не зависит от  $I_э$ . Для АРУ могут быть использованы области  $I_э < I_{э1}$  и  $I_э > I_{э2}$ . Требуемый характер изменения  $K_0$  в зависимости от уровня входного сигнала  $U_{вх}$  может быть получен при строго определённом характере изменения  $I_э$ : при  $I_э < I_{э1}$  с увеличением  $U_{вх}$  ток эмиттера должен уменьшаться (обратная регулировка – рис.3.23), при  $I_э > I_{э2}$  с увеличением  $U_{вх}$  ток эмиттера должен увеличиваться (прямая регулировка – рис.3.24).

При прямой регулировке, когда транзистор работает в режиме насыщения, пределы изменения коэффициента усиления определяются уже не только изменением проводимости  $Y_{21}$ , но и пределами изменения выходной проводимости транзистора  $g_{22}$ . В этом случае имеется наибольшая степень изменения коэффициента усиления при сравнительно небольшом изменении тока  $I_3$ . Однако этот режим характеризуется более высоким (по сравнению с обратной регулировкой) уровнем нелинейных искажений. Кроме того, при прямой регулировке заметно изменяется выходная ёмкость  $C_{22}$  транзистора. При использовании резонансной нагрузки частотная характеристика каскада будет изменяться в процессе регулировки усиления, причём тем сильнее, чем выше частота сигнала (или чем меньше отношение  $C_H/C_{22}$ , где  $C_H$  – ёмкость нагрузки). Поэтому прямая регулировка применяется довольно редко.

При использовании обратной регулировки проводимость  $Y_{21}$ , исключая область  $I_3 \rightarrow 0$ , в довольно широких пределах изменяется пропорционально току эмиттера  $I_3$ .

Изменение  $I_3$  может быть достигнуто путём подачи управляющего напряжения как на базу, так и на эмиттер транзистора. При регулировке по эмиттеру (рис.3.23) увеличивается стабильность работы, но значительно повышается мощность, потребляемая от источника управления. В управляющей цепи приходится использовать транзисторный детектор либо усилитель постоянного тока, что является существенным недостатком схемы. При подаче регулирующего напряжения на базу (рис.3.24) нужна сравнительно небольшая мощность, которая может быть получена непосредственно от детектора АРУ.

Управляющее напряжение  $U_{упр}$  подаётся на регулируемый транзистор через фильтр АРУ ( $R_\phi$ ,  $C_\phi$  на рис.3.24), основное назначение которого заключается в фильтрации низкочастотного напряжения на выходе детектора АРУ. Постоянная времени фильтра  $\tau_\phi = R_\phi \cdot C_\phi$  обычно составляет  $0,05 \div 0,5$  с. Увеличение  $\tau_\phi$  приводит к ухудшению регулировки при быстрых изменениях сигнала. С уменьшением  $\tau_\phi$  на вход УСПЧ попадает напряжение звуковой частоты, что может привести к уменьшению глубины модуляции сигнала, т.е. к его демодуляции. Величина  $R_\phi$  составляет, как правило, единицы – десятки кОм,  $C_\phi$  – единицы мкФ.

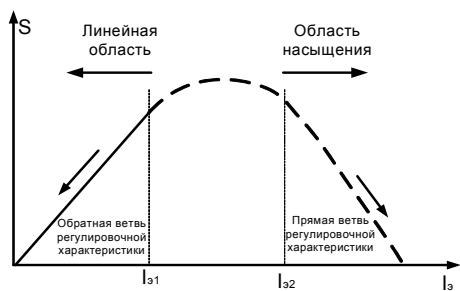


Рис.3.22.

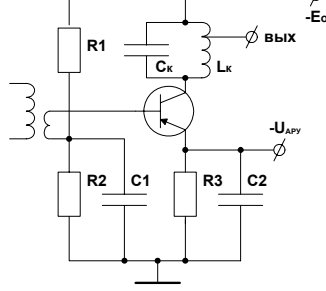


Рис.3.23.

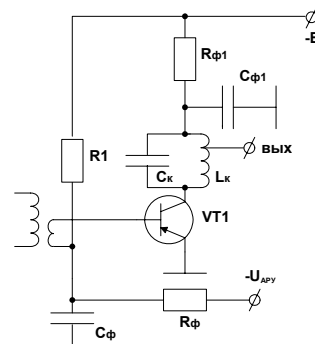


Рис.3.24.

Для увеличения эффективности АРУ в управляющую цепь после детектора иногда вводят усилитель постоянного тока (усиленная АРУ). В качестве такого усилителя может быть использован отдельный резистивный каскад либо один из каскадов УПЧ. В схеме рис.3.25 (так называемая «эстафетная АРУ») управляющее напряжение подаётся на первый каскад.

Пример регулируемого аттенюатора на полевом транзисторе приведен на рис.3.26. При изменении управляющего напряжения АРУ происходит изменение внутреннего сопротивления транзистора, вследствие чего меняется коэффициент передачи делителя.

Каскад усиления с регулируемой глубиной местной обратной связи приведен на рис.3.27. При отсутствии напряжения АРУ диод  $VD$  закрыт и резистор автоматического смещения  $R_{и}$  обеспечивает минимальное заданное значение коэффициента передачи каскада за счет глубокой местной ООС. При увеличении управляющего напряжения АРУ диод открывается и его внутреннее сопротивление уменьшается. В результате резистор автоматического смещения  $R_{и}$  шунтируется через разделительный конденсатор, обратная связь по переменному току ослабляется, и коэффициент передачи каскада возрастает.

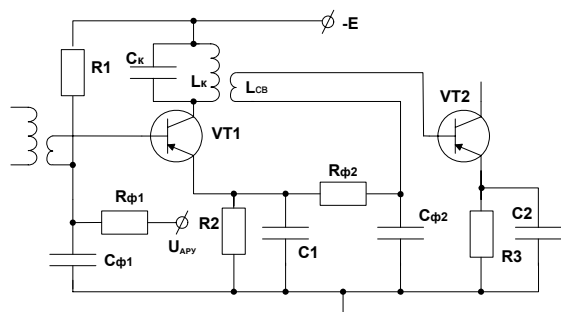


Рис.3.25.

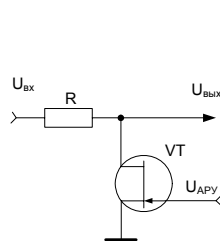


Рис.3.26.

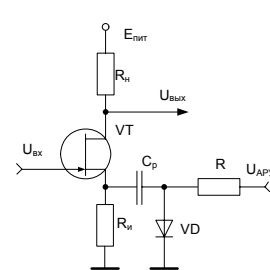


Рис.3.27.

По закону регулирования различают: сжиматели динамического диапазона сигнала и расширители, ограничители максимального и

минимального уровней (последние называют пороговыми ограничителями или шумоподавителями).

В общем случае выходное и входное напряжение регулируемого звена связаны соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = kU_{\text{ВХ}}^{\gamma},$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности,  $\gamma$  – коэффициент сжатия или расширения динамического диапазона сигнала ДД.

Для минимального и максимального уровней сигналов можно записать

$$\frac{U_{\text{ВЫХ max}}}{U_{\text{ВЫХ min}}} = \left( \frac{U_{\text{ВХ max}}}{U_{\text{ВХ min}}} \right)^{\gamma},$$

что после логарифмирования дает

$$\lg \frac{U_{\text{ВЫХ max}}}{U_{\text{ВЫХ min}}} = \gamma \lg \frac{U_{\text{ВХ max}}}{U_{\text{ВХ min}}} \text{ или } \text{ДД}_{\text{ВЫХ}} = \gamma \text{ДД}_{\text{ВХ}}.$$

В зависимости от значения коэффициента  $\gamma$  различают пять типов регулируемых звеньев, амплитудные и регулировочные характеристики которых представлены на рис.3.28

В РПТ система АРУ чаще всего применяется для обеспечения постоянства выходного напряжения, т.е.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} K(t) = \text{const}. \quad (3.5)$$

Из (3.5) следует, что коэффициент передачи регулируемого звена должен изменяться обратно пропорционально амплитуде входного сигнала (рис.3.28,б).

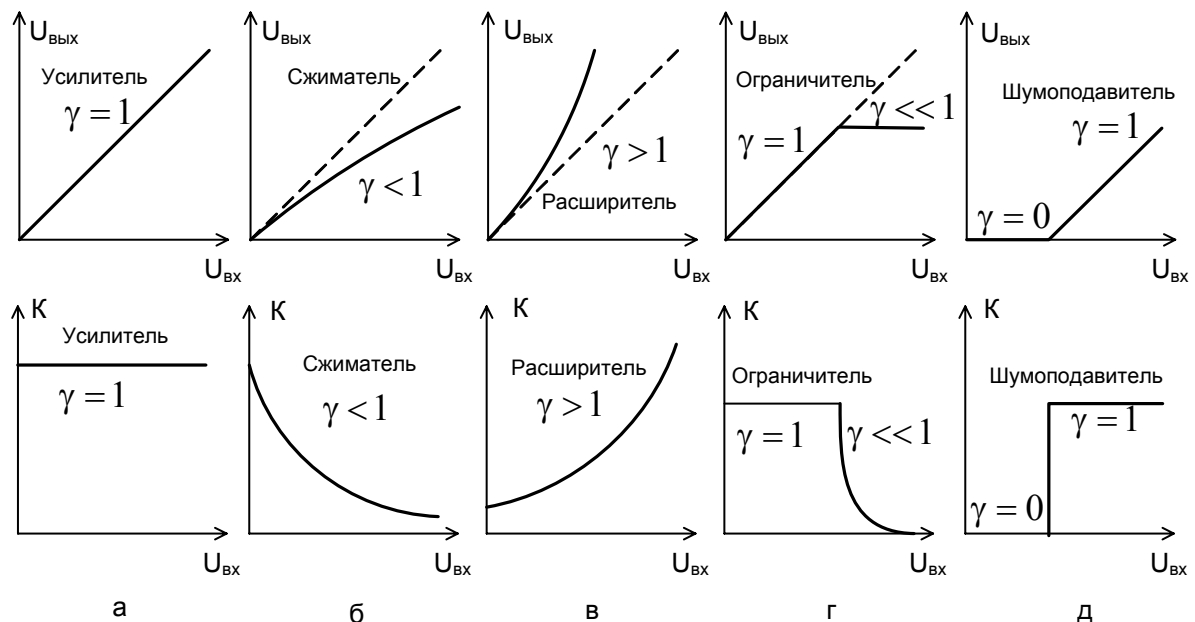


Рис.3.28.

Если управляющее напряжение используется для регулировки в каскадах, предшествующих детектору АРУ, такая регулировка называется АРУ с

обратной связью или АРУ "назад" (рис.3.29,а), если же напряжение  $U_{\text{пер}}$  используется для регулировки в последующих цепях, то имеет место АРУ с прямой связью или АРУ "вперед" (рис.3.29,б). В первом случае для регулировки в системе обязательно наличие сигнала рассогласования, что не позволяет реализовывать регулировочную характеристику, не зависящую от уровня входного сигнала. Во втором случае не только достижимо постоянство выходного уровня РПТ, но и реализуются произвольные регулировочные зависимости. Комбинированная схема АРУ объединяет в себе АРУ с обратной связью и АРУ с прямой связью.

Детектор АРУ должен выделять составляющие несущего колебания, которые являются следствием модуляции входного сигнала дестабилизирующими факторами (нестабильность излучаемой мощности радиопередающей станции, изменение расстояния до источника сигнала, условия распространения радиосигнала, нестабильность коэффициента передачи радио-тракта приемника до детектора) и не реагировать на модулирующее колебание. В противном случае модулирующее колебание будет изменяться в такт с модуляцией сигнала, что приведет к уменьшению глубины модуляции и нелинейным искажениям.

При регулировке необходимо организовать определенный вид зависимости  $U_{\text{выхРПУ}}=f(E_A)$ . При этом эффективность работы АРУ оценивается коэффициентом регулирования

$$B = \frac{D_{\text{вх}}}{D_{\text{вых}}} = \left( \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \right) / \left( \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вых min}}} \right), \quad (3.6)$$

который показывает степень изменения сигнала на выходе системы по отношению к изменению входного сигнала.

Характеристики АРУ зависят от метода регулировки ("вперед", "назад") и от способа регулировки. Регулировка "вперед" позволяет получать идеальную АРУ (рис.3.30, ломаная 4) и может быть применена для реализации расширителей динамического диапазона. Однако это требует введения дополнительного канала усиления, высокой точности поддержания его коэффициента передачи и широкого динамического диапазона. Если точность не обеспечивается, то возможна регулировка по ломаной 5. Обратная регулировка (рис.3.30, ломаные 1, 2, 3) не критична к точности характеристик звеньев, но может работать неустойчиво и не обеспечивает идеальных характеристик.

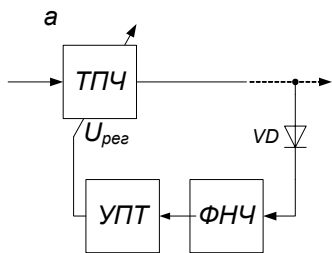


Рис.3.29

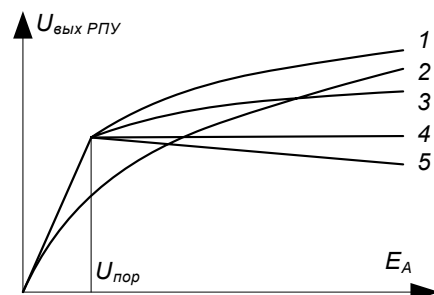
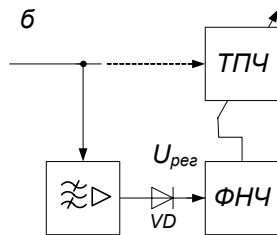


Рис.3.30

По способу регулирования различают простую, задержанную и усиленную АРУ. В простой АРУ напряжение сигнала детектируется в АД и после ФНЧ на  $R_{\phi}C_{\phi}$  поступает на регулируемый каскад, так что усиление каскада уменьшается (рис.3.31). Эта АРУ удобно сочетается с АД в основном канале приемника. Недостатком АРУ является работа при малых сигналах, что приводит к неоправданной потере чувствительности в тракте РПУ (рис.3.30, кривая 2).

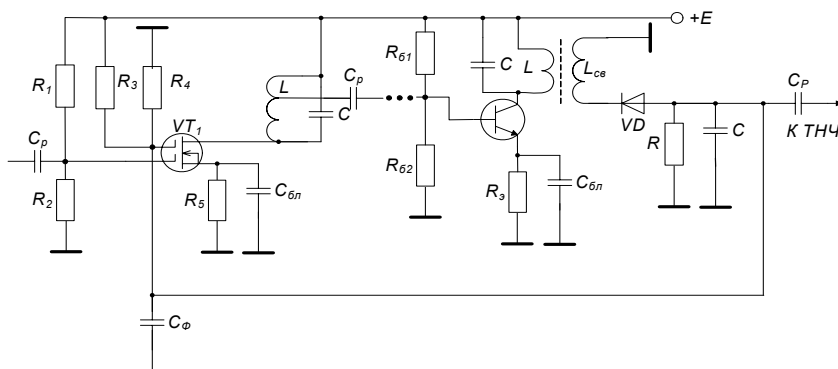


Рис.3.31

Задержанная АРУ (рис.3.32 и рис.3.30, кривые 1, 3, 4, 5) не имеет отмеченного недостатка, так как диод  $VD_1$  заперт дополнительным смещением, которое задается  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$ . В результате цепь АРУ не функционирует пока амплитуда сигнала на аноде  $VD_1$  не превысит порога напряжения задержки  $U_з$ , а затем диод открывается и на регулирующей каскад поступает дополнительное смещение. Тогда  $VT_2$  начинает открываться, а  $VT_1$  подзапирается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи каскада. Уровень сигнала на входе, соответствующий началу работы АРУ называется *порогом АРУ* (рис.3.30). Смещение детекторов для этой системы АРУ недопустимо, поэтому в схеме производится раздельное детектирование. В цепи АРУ используется параллельный детектор, так как точка подключения находится под напряжением питания.

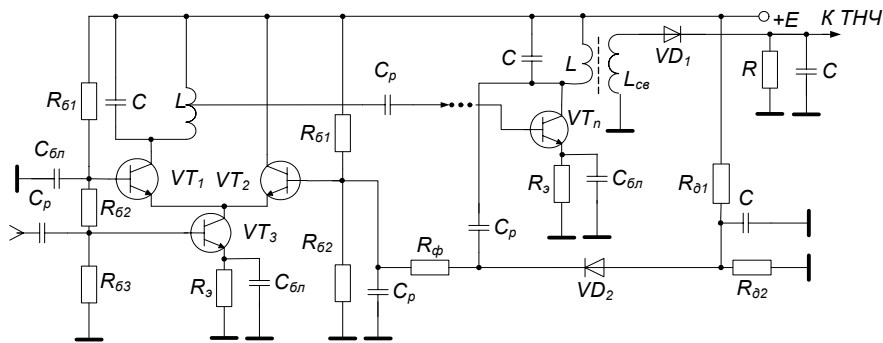


Рис.3.32

Для усиленной АРУ характерно наличие дополнительных усилительных каскадов в канале формирования управляющего напряжения (рис.3.29,а), амплитудная характеристика благодаря этому приближается к идеальной (рис.3.30, кривая 3).

### 3.2.2 Анализ АРУ с обратной связью

Рассмотрим структурную схему АРУ, представленную на рис.3.33

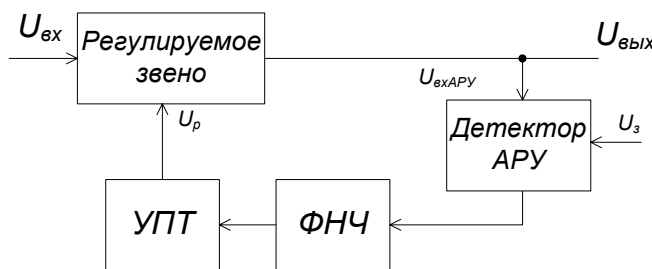


Рис.3.33.

В установившемся режиме напряжение регулирования  $U_p$  прямо пропорционально коэффициенту передачи детектора АРУ, коэффициенту передачи усилителя и коэффициенту передачи фильтра  $K_{\phi 0}$ :

$$U_p = U_{вхАРУ} K_d K_{\phi 0} K_y. \quad (3.7)$$

Входное напряжение системы АРУ определим как разность изменения выходного напряжения и напряжения задержки  $U_3$

$$U_{вхАРУ} = \Delta U_{вых} - U_3, \quad (3.8)$$

тогда

$$U_p = (\Delta U_{вых} - U_3) K_d K_{\phi 0} K_y, \quad (3.9)$$

причем пока  $(\Delta U_{вых} - U_3) \leq 0$ , регулирующее напряжение отсутствует.

При появлении скачка входного сигнала выходное напряжение изменяется на величину

$$\Delta U_{\text{ВЫХ нач}} = \Delta U_{\text{ВХ}} K_0. \quad (3.10)$$

Регулируемое звено характеризуется крутизной регулировочной характеристики  $S_p$  и начальным коэффициентом передачи  $K_0$ . В результате регулирования происходит изменение коэффициента передачи на величину

$$\Delta K = S_p U_p. \quad (3.11)$$

Под воздействием управляющего напряжения выходное напряжение изменяется до значения

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ нач}} + \Delta U_{\text{ВЫХрег}}, \quad (3.12)$$

где

$$\Delta U_{\text{ВЫХрег}} = \Delta U_{\text{ВХ}} \Delta K = \Delta U_{\text{ВХ}} S_p U_p. \quad (3.13)$$

Представим цепь АРУ, состоящую из детектора АРУ, ФНЧ и усилителя, в виде цепи с обратной связью. Коэффициент передачи цепи АРУ с разомкнутой и замкнутой ОС равен, соответственно

$$K_{\text{АРУ}} = K_d K_{\phi 0} K_y \quad (3.14)$$

и

$$K_{\text{АРУ(ОС)}} = \frac{K_{\text{АРУ}}}{1 - \beta K_{\text{АРУ}}}, \quad (3.15)$$

где  $\beta$  – коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_p} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} S_p U_p}{U_p} = S_p \Delta U_{\text{ВХ}}. \quad (3.16)$$

Подставляя (3.9) в (3.12) с учетом (3.14) и (3.16) получаем

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ нач}} + (\Delta U_{\text{ВЫХ}} - U_3) \beta K_{\text{АРУ}}. \quad (3.17)$$

Решая (3.17) относительно  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ , получим значение выходного напряжения

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ нач}} - \beta K_{\text{АРУ}} U_3}{1 - \beta K_{\text{АРУ}}}. \quad (3.18)$$

При  $U_3 = 0$  выражение описывает простую АРУ

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ нач}}}{1 - \beta K_{\text{АРУ}}}. \quad (3.19)$$

При отрицательной обратной связи  $\beta K_{\text{АРУ}} < 0$  для задержанной и простой АРУ в установившемся режиме

$$\Delta U_{\text{ВЫХ уст}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ нач}} + \beta K_{\text{АРУ}} U_3}{1 + \beta K_{\text{АРУ}}}, \quad (3.20)$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ уст}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ нач}}}{1 + \beta K_{\text{АРУ}}}. \quad (3.21)$$

После подстановки (3.10), (3.14) и (3.16) в (3.20) получаем окончательное выражение для выходного напряжения в следующем виде:



$$\Delta U_{\text{выхуст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} (K_o + U_3 K_d K_{\phi o} K_y S_p)}{1 + K_d K_{\phi o} K_y S_p \Delta U_{\text{вх}}} \quad (3.22)$$

Как видно из (3.20) и (3.21), в результате регулирования начальная ошибка  $\Delta U_{\text{выхнач}}$  уменьшается с ростом глубины обратной связи  $L_{oc} = 1 + \beta K_{APY} \gg 1$  до нуля в простой усиленной АРУ и до значения, равного напряжению задержки, в задержанной АРУ.

При начальных нулевых условиях  $U_p = 0$ ,  $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}$ ,  $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}$ , поэтому (3.22) следует записать в следующем виде

$$U_{\text{выхуст}} = \frac{U_{\text{вх}} (K_o + U_3 K_d K_{\phi o} K_y S_p)}{1 + K_d K_{\phi o} K_y S_p U_{\text{вх}}} \quad (3.23)$$

Коэффициент регулирования АРУ в соответствии с (3.6) будет равен

$$B = \frac{(1 + K_d K_{\phi o} K_y S_p U_{\text{вх max}})}{(1 + K_d K_{\phi o} K_y S_p U_{\text{вх min}})}, \quad (3.24)$$

откуда следует, что при большом петлевом усилении  $K_d K_{\phi o} K_y \gg 1$  коэффициент регулирования равен диапазону изменения входного сигнала  $D_{\text{вх}}$ . Относительное изменение выходного сигнала  $D_{\text{вых}}$  при этом равно единице, что гарантирует постоянство выходного напряжения в установившемся режиме.

Переходные процессы в системе связаны с наличием инерционного звена обычно в виде ФНЧ первого порядка с передаточной функцией

$$K_{\phi}(p) = \frac{K_{\phi o}}{1 + p\tau_{\phi}} \quad (3.25)$$

Напряжение регулирования с замкнутой ОС в операторной форме соответствует выражению

$$U_p(p) = U_{\text{вхАРУ}}(p) K_{\text{АРУ(ОС)}}(p) = U_{\text{вхАРУ}}(p) \frac{K_{\text{АРУ}}(p)}{1 + \beta K_{\text{АРУ}}(p)} \quad (3.26)$$

Изображение по Лапласу для  $U_{\text{вхАРУ}}(p)$  с учетом того, что преобразование Лапласа для скачка амплитуды напряжения имеет вид:

$$L[E \cdot 1(t)] = \frac{E}{p}, \quad U_{\text{вхАРУ}}(p) = \frac{U_{\text{вхАРУ}}}{p} \quad (3.27)$$

Передаточная функция цепи АРУ определяется соотношением

$$K_{\text{АРУ}}(p) = \frac{K_{\text{АРУ}}}{1 + p\tau_{\phi}} \quad (3.28)$$

Так как регулируемое звено считается безынерционным то  $\beta(p) = \beta$ . В

результате  $U_p(p) = \frac{U_{\text{вхАРУ}}}{p} \cdot \frac{K_{\text{АРУ}}}{1 + p\tau_{\phi} + \beta K_{\text{АРУ}}}$ .

Преобразуем выражение:

$$U_p(p) = \frac{U_{\text{вх}APY}}{p} \cdot \frac{K_{APY}}{1 + p\tau_\phi + \beta K_{APY}} = \frac{U_{\text{вх}APY}}{p} \cdot \frac{K_{APY}(1 + \beta K_{APY})}{\tau_\phi(1 + \beta K_{APY})(p + \frac{1 + \beta K_{APY}}{\tau_\phi})} = \frac{U_{\text{вх}APY}}{p} \cdot \frac{K_{APY(OC)}\alpha}{(p + \alpha)}, \quad (3.29)$$

где 
$$\alpha = \frac{1 + \beta K_{APY}}{\tau_\phi}. \quad (3.30)$$

В результате табличного обратного преобразования Лапласа

$$L^{-1}\left[\frac{E\alpha}{p(p + \alpha)}\right] = E(1 - e^{-\alpha t}) \cdot 1(t)$$

для (3.29) получим

$$L^{-1}[U_p(p)] = L^{-1}\left[\frac{U_{\text{вх}APY}K_{APY(OC)}\alpha}{p} \cdot \frac{1}{(p + \alpha)}\right] = U_p(t) = U_{\text{вх}APY}K_{APY(OC)}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{APY}}}), \quad (3.31)$$

где  $\tau_{APY} = 1/\alpha$  - эквивалентная постоянная времени регулирования:

$$\tau_{APY} = \frac{\tau_\phi}{1 + \beta K_{APY}} = \frac{\tau_\phi}{1 + S_p U_{\text{вх}} K_d K_{\phi 0} K_y}. \quad (3.32)$$

В момент времени  $t=0$  при нулевых начальных условиях напряжение регулирования отсутствует, следовательно, выходное напряжение равно изменению входного напряжения  $U_{\text{вых}}(t=0) = U_{\text{вх}}K_0$ . Как видно из выражения (3.32), скорость переходного процесса или время установления  $\tau \approx 2,2\tau_{APY}$  зависит как от параметров цепи, так и от уровня входного сигнала.

На рис.3.34 представлен примерный временной график выходного напряжения регулируемого звена при нулевых и ненулевых начальных условиях.

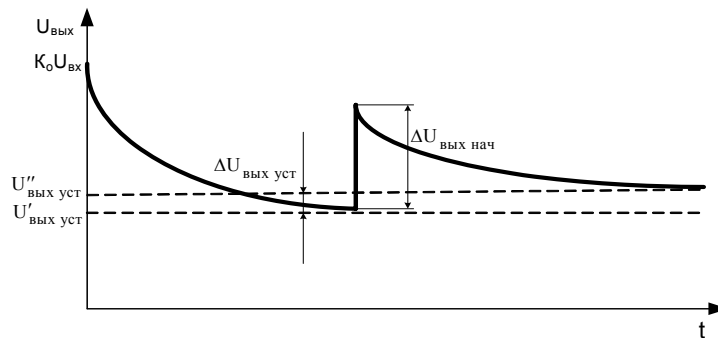


Рис.3.34

### 3.3. РЕГУЛИРОВКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ В РПТ

В условиях напряженной ЭМО помехи на входе РПТ составляют единицы и даже десятки вольт. При таких уровнях неизбежно нелинейное поражение высокочувствительного тракта РПТ. Для снижения вероятности поражения требуется уменьшение чувствительности РПТ.

Система автоматической регулировки чувствительности (АРЧ) может

содержать один (рис.3.35,а) или несколько (рис.3.35,б) аттенюаторов (АТ), распределенных по сечениям преселектора. Управляющее аттенюаторами воздействие вырабатывается на основе измерения групповой мощности сигнала и помех, попадающих в полосу пропускания преселектора РПТ.

Во время работы АРЧ изменяется как уровень помех и сигнала на входе РПТ или в сечениях преселектора, так и коэффициент шума РПТ.

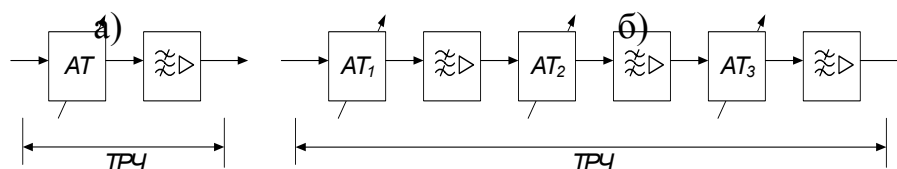


Рис.3.35.

При регулировке с аттенюатором на входе характеристики защиты имеют вид, показанный на рис.3.36,а. Введение адаптации уменьшает чувствительность РПТ, сохраняет динамический диапазон тракта и снижает вероятность нелинейного поражения, при котором прием сигнала был бы вообще невозможен.

При регулировке распределенными аттенюаторами (см. рис.3.36,б) затухание вводится постепенно, начиная с сечений, расположенных в глубине преселектора РПТ: сначала исчерпывается затухание  $АТ_3$ , затем  $АТ_2$  и только потом начинает срабатывать  $АТ_1$ , т.е. имеет место эстафета. Результирующая характеристика защиты тракта показана на рис.3.36,б. Видно, что в результате регулировки уровень блокирования РПТ изменяется аналогично АРЧ с одиночным аттенюатором, однако коэффициент шума здесь меньше, поэтому линейный ДД РПТ расширился. Меньшие значения коэффициента шума объясняются тем, что регулировка начинается в каскадах, которые расположены в глубине преселектора и, следовательно, в меньшей мере, чем входные, определяют коэффициент шума РПТ.

Ухудшение чувствительности, связанное с защитой от нелинейного поражения, позволяет принимать большее количество сигналов, превосходящих чувствительность РПТ. Это может быть отражено вероятностными характеристиками, построенными в функции затухания аттенюатора на рис.3.37, где общая вероятность приема с заданным качеством определяется произведением вероятности приема, обусловленной увеличением реальной чувствительности ( $P_{\text{лин}}$ ) и вероятности приема, обусловленной нелинейным эффектом ( $P_{\text{нелин}}$ ).

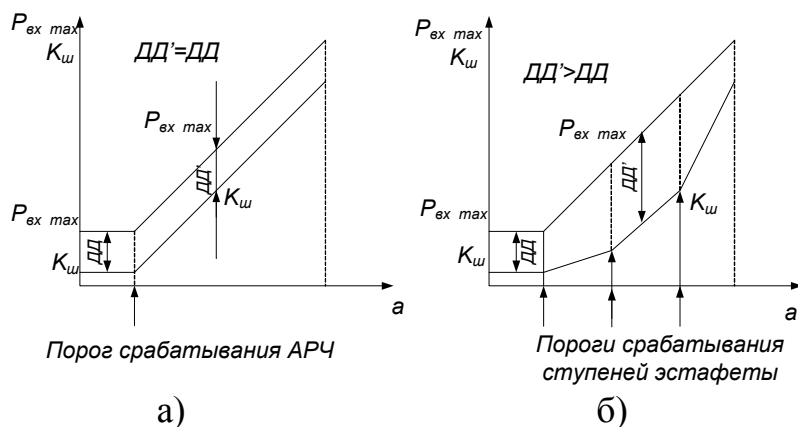


Рис.3.36.

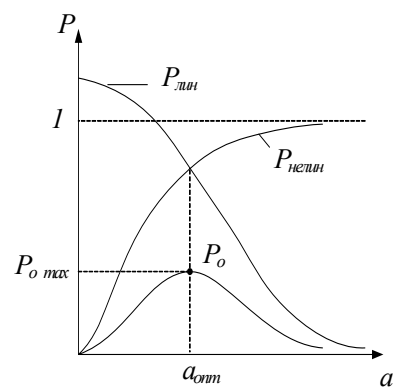


Рис.3.37.

Из графика видно, что существует оптимальное затухание аттенюаторов  $a_{\text{опт}}$ , обеспечивающее  $P_{0\text{max}}$ . Это объясняется тем, что введение аттенюаторов приводит к ухудшению реальной чувствительности и уменьшению числа каналов приема, ограничиваемого чувствительностью РПТ. Однако при этом увеличивается количество принимаемых каналов, не пораженных из-за нелинейных эффектов.

В случае отсутствия нелинейного поражения РПТ требуется отключение АРЧ поскольку наличие в тракте аттенюаторов приведет к уменьшению  $P_0$ .

## 4. ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ

### 4.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОМЕХ

Совокупность различных колебаний, действующих в тракте радиочастоты РПТ образует групповой сигнал, который содержит как принимаемое сообщение, так и помехи.

Помехой называется любое постороннее воздействие на РПТ, не относящееся к полезному сигналу и препятствующее его правильному приему. Помехи радиоканала подразделяются на внешние и внутренние. Внешние помехи в свою очередь делятся на естественные и искусственные.

Естественные помехи создаются электромагнитными процессами в земной атмосфере: грозowymi разрядами, ионизационно-разрядными процессами, полярными сияниями и турбулентными потоками, переотражениями в атмосфере и тропосфере, а также от зданий и сооружений. Наибольшей интенсивностью обладают грозвые помехи. Ежесекундно в атмосфере Земли происходит около ста разрядов. Их влияние различно в зависимости от расположения источника: близкие грозы генерируют на выходе треск и резкие искажения, дальние увеличивают общий уровень шумов в высокочастотных диапазонах. Ионизационно-

разрядные процессы происходят на металлических деталях судов, самолетов, мачт. Космос также является мощным источником помех. Здесь помехи обусловлены радиоизлучением звезд и межзвездного газа. Эти помехи воспринимаются радиотелескопами, а также космическими каналами связи. С увеличением частоты уровень этих помех убывает, имея несколько экстремумов. Переотражения вызывают многолучевость, а также флуктуации уровня и фазы сигнала.

Искусственные помехи создаются многочисленными промышленными установками в результате работы контактно-разрывных механизмов, медицинским оборудованием, сушилками, СВЧ-печами, а также являются результатом излучения посторонних радиостанций, вследствие недостаточной "чистоты" излучения РПДУ.

Сопоставимые спектральные уровни различных видов внешних помех при приеме на антенну с действующей высотой 1 м в полосе 10 кГц приведены на рис.4.1. Кривая 1 отражает характер изменения напряженности полей промышленных помех, кривая 2 - космических помех и кривая 3 - атмосферных помех.

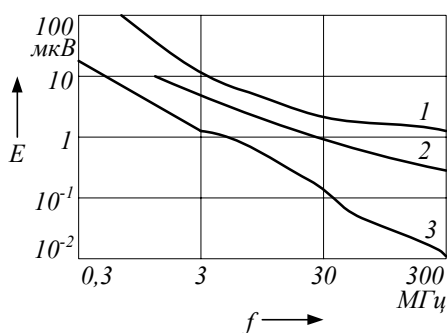


Рис. 4.1

Внутренние помехи обусловлены регулярными и случайными процессами, происходящими в узлах РПТ, и порождаются флуктуационными дробовыми и рекомбинационным шумами активных и реактивных компонентов, нелинейностью передаточных характеристик этих компонентов, а также флуктуациями вследствие недостаточной фильтрации в цепях постоянного тока РПТ.

При исследовании помехоустойчивости радиоприема реально действующие помехи заменяют упрощенными моделями, отражающими наиболее типичные виды помех. Это позволяет проводить теоретическую оценку влияния помех на радиоприем. Независимо от физической природы помех в групповом радиосигнале можно выделить следующие классы электрических колебаний: сосредоточенные по спектру (квазигармонические), сосредоточенные по времени (квазиимпульсные) и гладкие.

Сосредоточенные помехи - это помехи с частотным спектром в узкой полосе частот. Обычно ширина спектра соизмерима либо даже уже полосы частот полезного сигнала. Сосредоточенные помехи - это обычно помехи

посторонних радиостанций, радиочастотных генераторов, промышленного и медицинского оборудования; комбинационные внутренние и переходные в многоканальной радиосвязи. Совокупность помех может быть выражена суммой некоррелированных квазигармонических сигналов:

$$U_n(t) = \sum_{i=1}^R U_i(t) \cos(2\pi f_i t + Q_i(t))$$

Характеристики этого группового сигнала зависят от вида ЭМО: спокойная (на выделенных радиоприемных центрах, сельской местности и т. д.) или напряженная (в условиях комплексирования РПТ и РПдУ). Типовая загрузка диапазона для двух видов ЭМО (напряженной - ломаная 1 и спокойной - ломаная 2) приведена на рис.4.2. Условия распространения сосредоточенных помех и сигналов близки, поэтому статистические характеристики таких помех и сигналов подобны и зависят от условий связи.

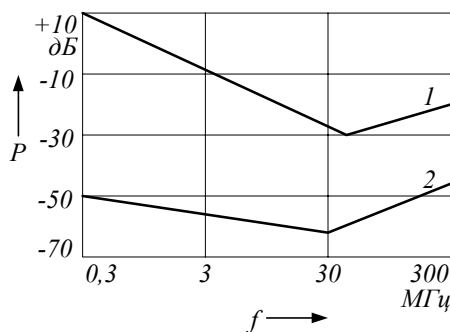


Рис. 4.2

Квазиимпульсные помехи имеют временные характеристики, определяемые длительностью импульса и периодом повторения  $T$ . Характерной особенностью таких помех является широкий частотный спектр. Длительность импульсных помех составляет  $10^{-5}$  -  $10^{-8}$  с, и создаются они в основном промышленными и атмосферными источниками (грозовыми разрядами).

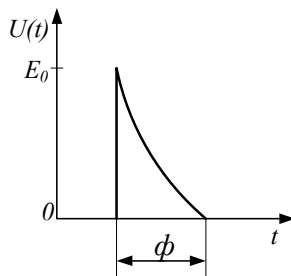


Рис. 4.3

Одиночная импульсная помеха (рис.4.3) описывается выражением

$$u(t) = E_0 e^{-\alpha t}$$

где  $\alpha$  - коэффициент, характеризующий скорость спада помехи. Чем меньше  $\tau$ , тем больше  $\alpha$  и шире частотный спектр помехи. Поэтому на

какую бы частоту ни настраивался РПТ, часть спектральных составляющих импульсной помехи все же попадет в его полосу.

Гладкие помехи представляют собой последовательность отдельных импульсов, для которых невозможно выделить интервал между импульсами (рис.4.4). Если последовательность носит хаотический характер, то помеха называется флуктуационной. Эти помехи всегда присутствуют в реальных радиоустройствах в виде тепловых шумов электронных приборов. Они образуются в результате суммирования напряжения помех от различных источников, а также при воздействии множества импульсных помех. Ряд атмосферных помех также имеет флуктуационный характер, например космические. Часть помех при прохождении через тракт РПТ нормализуется и приобретает флуктуационный характер.

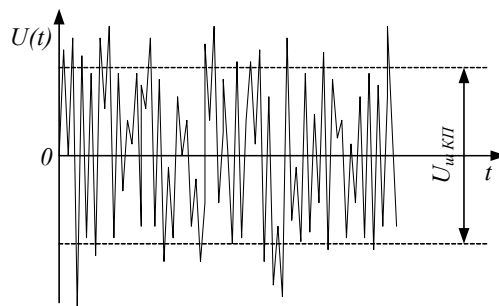


Рис. 4.4

Длительность импульсов, составляющих флуктуационную помеху, очень мала, поэтому флуктуационная помеха имеет равномерный энергетический спектр в широкой полосе частот и иногда называется белым шумом. Спектральная плотность мощности помехи  $H$  (Вт/Гц) постоянна вплоть до 10 Гц, и ее можно вычислить по формуле Планка:

$$H = hf \left( 1 - \exp\left(-\frac{hf}{kT}\right) \right),$$

где  $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$  Дж/Гц - постоянная Планка;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град - постоянная Больцмана.

На рабочих частотах вплоть до 100 ГГц и при абсолютных температурах  $> 4,3$  К можно считать, что  $hf/(kT_0) \ll 1$ . Тогда формула Планка преобразуется к виду  $H \approx kT_0$ .

В качестве статистической модели флуктуационных помех часто используется Гауссовская модель. Гауссовский (нормальный) шум - это стационарный в узком смысле случайный процесс, имеющий гауссовский закон распределения мгновенных значений  $n(t)$  и обладающий эргодическими свойствами, т.е.

$$p(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma^2}\right),$$

где  $p(n)$  - плотность распределения вероятностей;  $\sigma$  - среднеквадратичное отклонение;  $\sigma^2$  - дисперсия.

Распределение  $p(n)$  носит название нормального распределения вероятностей с нулевым средним значением и остальными параметрами, постоянными во времени.

По характеру совместного воздействия сигнала и помехи на тракт РПТ помехи разделяются на аддитивные и мультипликативные. Мешающее воздействие аддитивной помехи проявляется независимо от сигнала, поэтому она представляется слагаемым в сумме:  $u(t) = u_c(t) + u_n(t)$ .

Это внутренние шумы, помехи радиостанций, нелинейные помехи. Мультипликативная помеха обусловлена нестационарностью среды распространения радиоволны (замирания, многолучевость и т.д.), поэтому она проявляется как масштабирующая функция  $A(t)$ , пропорциональная напряжению помехи  $u_n(t)$ :  $u(t) = u_c(t)A(t)$ .

## 4.2. МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ РАДИОПРИЕМУ

В технике радиоприема одной из наиболее сложных и важных задач является анализ помех и оценка их воздействия на РПТ. Помехи могут привести не только к искажению, но и к полному разрушению информации, переносимой радиосигналами.

Борьба с помехами - это широкий комплекс мероприятий, применяемых для устранения либо уменьшения их влияния. Все мероприятия подразделяются на три группы:

- \* борьба с помехами в месте их возникновения или на путях распространения;

- \* защита от попадания помех в тракт РПТ;

- \* повышение помехоустойчивости радиоприема путем выбора соответствующих форм сигналов.

Решение проблемы борьбы с помехами возможно на основании выявления различий между помехой и радиосигналом: по положению частотных спектров, по амплитудам, по фазам, по направлению прихода, по поляризации, по статистическим характеристикам, по времени появления.

Различают следующие направления борьбы с помехами:

- \* увеличение отношения С/Ш на выходе РПТ, что достигается увеличением мощности передатчика, ограничением уровней промышленных помех и промышленных установок; применением направленных антенн с поляризацией и видом поля либо ;

- \* применение помехоустойчивых видов модуляции сигналов;

- \* повышение избирательности РПТ по внеполосным каналам приема;

- \* уменьшение внутренних шумов РПТ;

- \* защита трактов от нелинейного поражения путем расширения ДД и адаптации ДД РПУ к текущей ЭМО;

- \* компенсация отдельных помех;



- \* применение специальных методов обработки сигналов и помех;
- \* организационные меры, заключающиеся в выборе частотных каналов, ведомственном контроле уровней помех, вынесении РПТ в отдельные зоны.

Очевидно, что наилучшего способа борьбы с помехами нет, поэтому актуально комплексное использование методов. Ввиду сложности проблемы борьбы с помехами рассмотрим эти методы с общих позиций, учитывая эффект воздействия помех на РПТ.

### 4.3. ДЕЙСТВИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ

При действии на входе РПТ малого полезного сигнала и помехи тракт до входа детектора может считаться линейным. Борьба с внеполосной помехой при этом осуществляется:

- \* с использованием линейной частотной фильтрации, если спектры сигнала и сосредоточенных помех не перекрываются (для побочных каналов приема - в преселекторе, для соседних каналов - в тракте промежуточной частоты; причем повышая избирательность по соответствующим каналам всегда можно получить заданное отношение сигнал/помеха, таким образом, подавление сосредоточенной помехи сводится к реализации высокоизбирательных (рис.4.5,а) либо режекторных (рис.4.5,б) цепей);

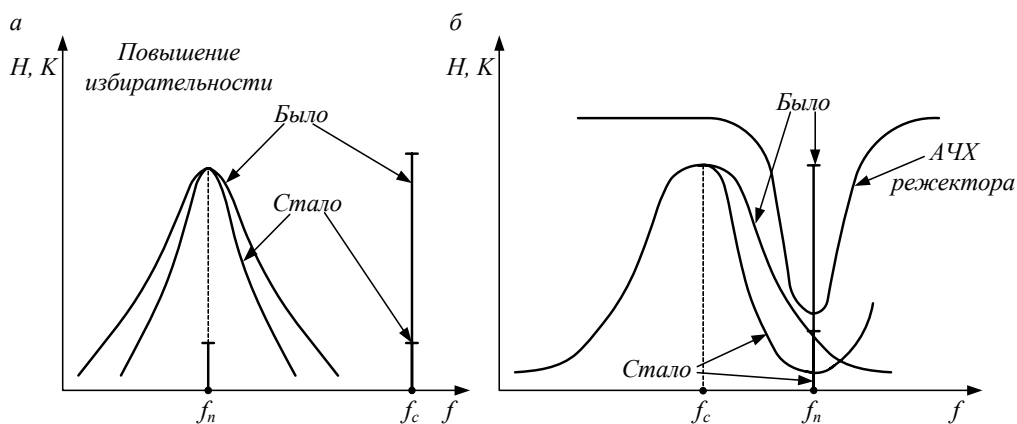


Рис. 4.5

- \* с использованием фазовой фильтрации, если спектры сигнала и помехи перекрываются частично или полностью (это возможно при синхронном детектировании смеси сигнала и помехи (рис.4.6));

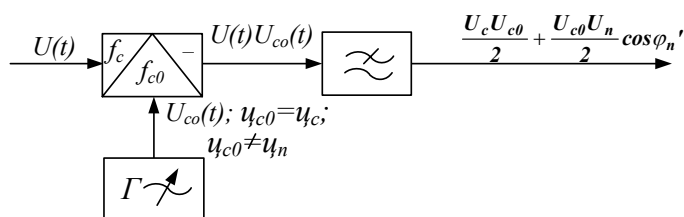


Рис. 4.6

\* с использованием амплитудной селекции при различии уровней сигналов и помех (перед РПТ устанавливают ключ с порогом, определяемым условиями попадания сигнала известного уровня в тракт (рис.4.7), и только при превышении порога тракт отпирается и воспроизводится сообщение);

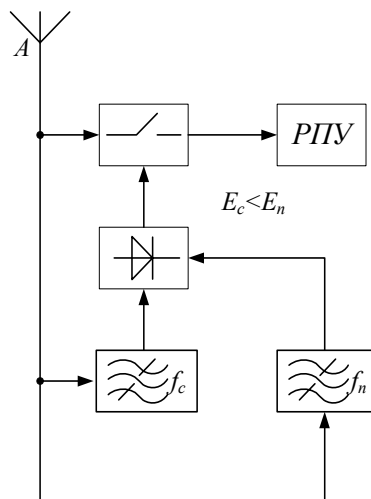


Рис. 4.7

\* с использованием компенсации сосредоточенных помех во вспомогательном канале при возможности выделить составляющую помехи (для компенсации собственных помех используют структуру, показанную на рис.4.8,а, а для компенсации эфирных помех - структуру, изображенную на рис.4.8,б).

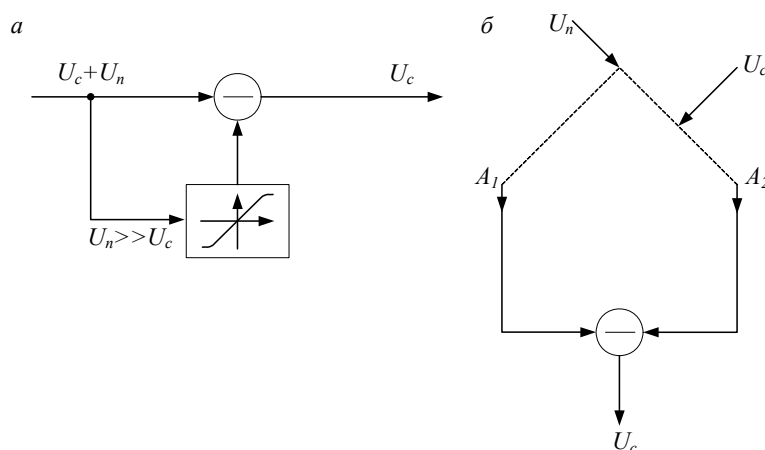


Рис. 4.8

При действии на входе РПТ малого полезного сигнала и помехи значительного уровня тракт до входа детектора уже не может считаться линейным. Упрощенная модель радиотракта РПУ до детектора (рис.4.9) содержит широкополосное линейное звено ( $ЛЗ_1$ ) и полосой пропускания ( $П_{ТРЧ}$ ), отражающее фильтрующие свойства преселектора, нелинейное звено ( $НЗ$ ), отражающее свойства усилительно-преобразовательных каскадов и

узкополосное линейное звено ( $ЛЗ_2$ ), отражающее свойства тракта промежуточной частоты РПУ.

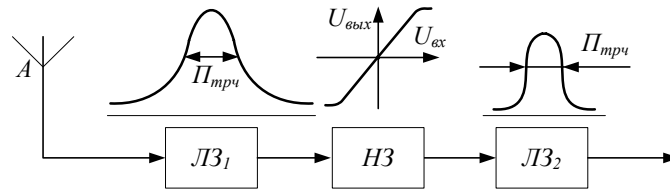


Рис. 4.9

Поскольку тракт радиоприема нелинеен, внеполосные помехи, т.е. помехи, не совпадающие с частотой полезного сигнала, могут привести к поражению радиоприема вследствие проявления нелинейных эффектов. Различают два вида нелинейных эффектов - "грубые" (связаны с явлением отсечки) и "тонкие" (обусловлены нелинейностью передаточной характеристики в малосигнальной области) (рис.4.10).

Рассмотрим первые, полагая, что на входе РПТ действуют два гармонических сигнала:

$$u_{вх}(t) = U_c(t) + U_n(t) = U_c \cos 2\pi f_c t + U_n \cos 2\pi f_n t,$$

а передаточная характеристика аппроксимируется степенным рядом

$$u_{вых}(t) = Ku_{вх}(t) + K^{(2)}u_{вх}^2(t) + K^{(3)}u_{вх}^3(t) + \dots,$$

где  $K$  - коэффициент передачи радиотракта;  $K^{(j)}$  - нелинейный коэффициент передачи  $J$ -го порядка. На частоте  $f_c$ , выделяемой фильтром  $ЛЗ_2$ , с учетом условия  $U_n \gg U_c$  получим амплитуду составляющей на выходе радиотракта:

$$u_{вых}(t) = Ku_c(t) + \frac{3}{2}K^{(3)}u_n^2(t)u_c(t)$$

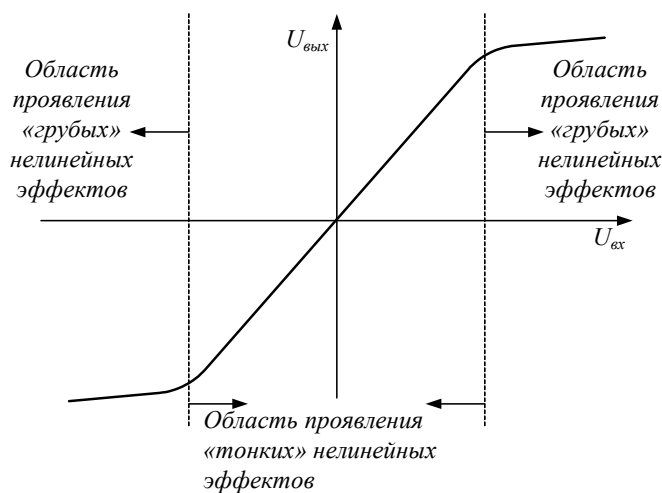


Рис. 4.10

Видно, что амплитуда выходного колебания в фильтре после нелинейного преобразования в входного сигнала зависит от амплитуды

помехи. Эта зависимость такова, что в случае немодулированного сигнала и модулированной помехи на выходе  $ЛЗ_2$  сигнал становится модулированным по закону модуляции помехи так, как если бы его модуляция осуществлялась в передатчике радиоканала. Явление переноса модуляции помехи на полезный сигнал вследствие нелинейности тракта называется перекрестной модуляцией.

Если колебание сигнала модулировано, то на выходе РПТ одновременно воспроизводятся два сообщения, что ухудшает отношение сигнал/помеха, а при интенсивной перекрестной модуляции делает прием полезного сообщения вообще невозможным.

Характерными особенностями перекрестной модуляции являются:

- \* отсутствие поражения при прекращении модуляции помехи (т.е. эта помеха мультипликативна);
- \* отсутствие прямой связи поражения с частотой помехи (т.е. если помеха попала в преселектор, то не имеет значения её частота);
- \* влияние характеристик избирательности преселектора на поражение помехами (так как с повышением избирательности уровень помех падает и воздействие на уменьшается).

Анализируя отклик на выходе радиотракта с  $K^{(3)} < 0$  при росте амплитуды помехи  $U_n$ , обнаруживаем уменьшение амплитуды полезного сигнала на выходе  $ЛЗ_2$ , эквивалентное снижению коэффициента усиления тракта. Это явление называется блокированием или "забитием". Физическая суть эффекта пояснена на рис.4.11.

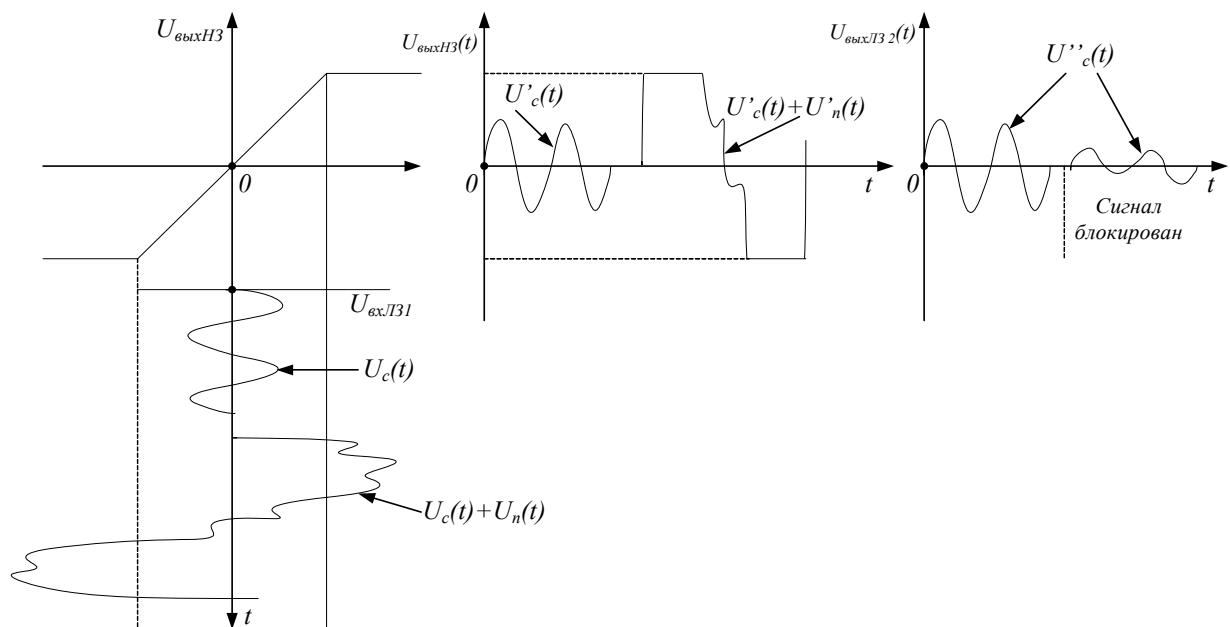


Рис. 4.11

Основным результатом блокирования является снижение усиления каскадов (прежде всего первых), что приводит к увеличению РПТ и ухудшению отношения  $K_{ш}$  С/Ш. Кроме того, при воздействии интенсивной

помехи на нелинейные элементы (транзисторы, диоды и т.д.) происходит её детектирование, приводящее к изменению режимов работы элементов по постоянному току, что дополнительно ухудшает отношение С/Ш.

Амплитуда помехи оказывает влияние и на фазочастотную характеристику (ФЧХ) радиотракта. Это явление называют амплитудно-фазовой конверсией (АФК), которая сопровождается изменением резонансной частоты тракта, его полосы пропускания и группового времени задержки.

Для уменьшения нелинейного поражения по грубым нелинейным эффектам следует повышать линейную избирательность преселектора и ограничивать его полосу.

"Тонкие" нелинейные эффекты проявляются при воздействии на нелинейное звено двух и более квазигармонических помех, в результате чего на выходе НЗ возникает сложный спектр интермодуляционных (взаимомодулированных) колебаний. При совпадении одной либо нескольких частот  $mf_{n1} \pm nf_{n2} \pm kf_{n3} \pm \dots$  ( $m, n, k=1, 2, \dots$ ) с частотой настройки РПТ или любого побочного канала (прямого, зеркального и т.д.) эти колебания попадают в тракт приема как аддитивная помеха, ухудшая отношение С/Ш.

Наибольшую опасность представляют интермодуляционные колебания с малыми значениями  $m, n, k$ , как имеющие наибольшие уровни. Порядок интермодуляционного продукта (интермодуляции) определяется алгебраической суммой и либо  $m, n$  и  $k$ .

Интермодуляция второго порядка имеет место при  $f_{n1} \pm f_{n2} = f_c$ . Интермодуляция третьего порядка имеет место при  $2f_{n1} \pm f_{n2} = f_c$ ,  $f_{n1} \pm 2f_{n2} = f_c$  или  $f_{n1} \pm f_{n2} \pm f_{n3} = f_c$ .

Опасность интермодуляционного колебания обуславливается также близостью расположения частот помех по отношению к частоте настройки РПУ. Например, для  $2f_{n1} - f_{n2}$  такие помехи могут быть размещены вблизи  $f_c$  через произвольные, но равные интервалы (рис.4.12).

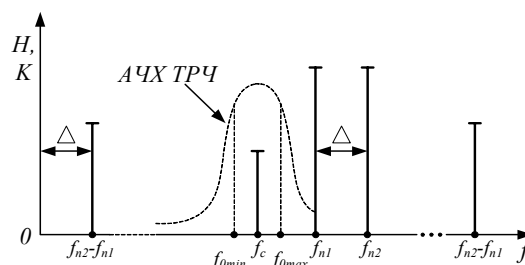


Рис. 4.12

Очевидно, что интермодуляция второго порядка возникает при менее близком и несимметричном расположении частот помех относительно (рис.4.13). Поэтому такие помехи в узкополосных преселекторах не

проявляются. При этом достаточно, чтобы отношение граничных частот преселектора удовлетворяло неравенству  $< 2$ .

К характерным особенностям интермодуляционного поражения радиоприема относятся:

- \* жесткая связь с частотным расположением помех (т.е. интермодуляционная помеха проявляется только при определенном расположении мешающих колебаний на частотной оси в полосе пропускания преселектора);

- \* зависимость от избирательных свойств преселектора и его полосы пропускания (с уменьшением полосы и увеличением избирательности интермодуляционное поражение уменьшается);

- \* проявление при меньших абсолютных уровнях помех, чем в случае "грубых" нелинейных эффектов.

Для борьбы с интермодуляционным поражением следует повышать линейность преселектора, его избирательность, уменьшать полосу пропускания.

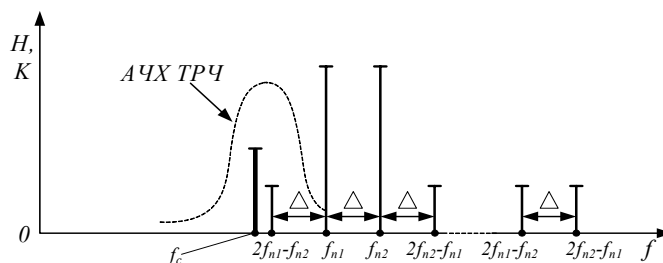


Рис. 4.13.

Кроме взаимодействия помех и сигнала и только помех, в нелинейном звене возможно также взаимодействие шумов и мощных сосредоточенных помех. Влияние внешних и внутренних шумов проявляется прежде всего как влияние аддитивной для полезного сигнала помехи, ухудшающей отношение С/Ш. Однако в РПТ с высокой чувствительностью возникают дополнительные возможности проявления собственных шумов вследствие эффектов мультипликативного характера.

Известно, что колебания генераторов (и гетеродина для РПТ) содержат шумовую составляющую (рис.4.14). Эти шумы попадают в полосу тракта основной избирательности ( $LZ_2$ ), во-первых, в результате прямого преобразования, во-вторых, вследствие совпадения с побочными каналами приема и, в-третьих, в результате обратного преобразования шумов гетеродина.

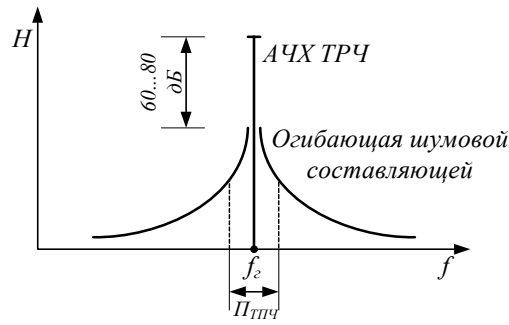


Рис. 4.14

Обратное преобразование проявляется в результате действия интенсивной помехи в преселекторе РПТ. При  $f_n - f_{ш} = f_{н.ч}$  либо  $f_{ш} - f_n = f_{н.ч}$ , шумы в полосе  $\Pi_{ПЧ}$  на частоте  $f_{ш}$  преобразуются в полосу тракта основной избирательности, увеличивая суммарные шумы РПТ (рис.4.15). Это явление - результат недостаточной избирательности преселектора. Шумовая компонента, поступающая в ТПЧ, рассчитывается по формуле:

$$\sqrt{U_{ш.обр}^2} = \frac{K \sqrt{U_{ш.г}^2}}{U_2} U_n$$

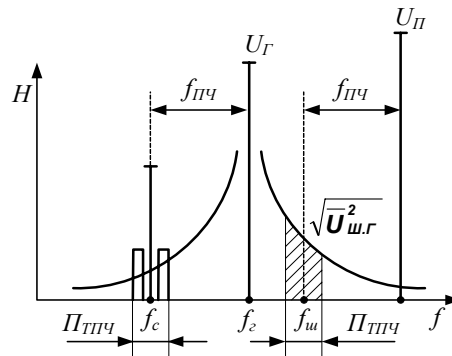


Рис. 4.15

В случае широкополосного преселектора обратное преобразование шумов гетеродина в значительной степени ограничивает ДД РПТ снизу.

#### 4.4. ДЕЙСТВИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ

Импульсная помеха может рассматриваться как аддитивная, а радиотракт считается линейным. Это позволяет рассматривать действия сигнала и импульсной помехи отдельно. Так как импульсная помеха

состоит из отдельных неперекрывающихся возмущений, анализ прохождения такой помехи через РПТ может быть выполнен на основе анализа одиночного импульса экспоненциальной формы (см. рис.4.3). Тогда комплексная амплитуда спектра импульса имеет вид:

$$H(j2\pi f) = \frac{E_0}{2\pi(\alpha + j2\pi f)},$$

а спектр амплитуд помехи:

$$H(2\pi f) = \frac{E_0}{2\pi\sqrt{\alpha^2 + (2\pi f)^2}},$$

и спектр фаз:

$$\varphi(2\pi f) = -\arctg \frac{2\pi f}{\alpha} B$$

Спектры амплитуд помехи для различных  $\alpha$  отличны: длительные, медленно изменяющиеся импульсные помехи (для которых в рабочем диапазоне частот  $\alpha \ll 2\pi f$ ) характеризуются спектром со спадающими в зависимости от частоты амплитудами, для коротких же помех спектр с  $\alpha \gg 2\pi f$  в рабочей области частот оказывается равномерным (рис.4.16). Очевидно, что с увеличением  $f$  уровень импульсных помех падает. Это хорошо подтверждается условиями приема на УКВ, где импульсные помехи, проявляющиеся в виде треска в диапазоне ДВ и СВ практически не ощущаются.

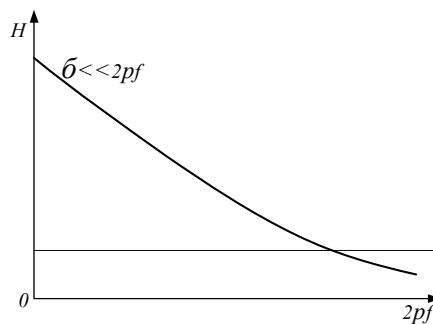


Рис. 4.16

Рассмотрим воздействие одиночных импульсов на РПТ. Как известно, радиотракт РПТ представляет собой цепочку селективных звеньев. При воздействии импульсной помехи  $u(t)$  на колебательный контур первого каскада сначала происходит заряд конденсатора, который затем, после прекращения действия помехи, начинает разряжаться, в результате чего в первом колебательном контуре возникает затухающий колебательный процесс ( $u_{вых1}(t)$ ) с частотой настройки контура. Чем выше добротность контура, чем уже его полоса пропускания, тем медленнее затухает колебание. Таким образом, ко второму каскаду будет приложено уже не импульсное напряжение, а затухающее напряжение с выхода первой селективной цепи. На входе третьей резонансной системы в момент действия импульсной помехи возбуждение вообще будет отсутствовать и появится с заметной задержкой  $u_{вых2}(t)$



Максимальный уровень помехи определится выражением:

$$E_n = KH(2\pi f_0)P \cdot 2\pi$$

где  $K$  -спектр помехи в окрестности частоты настройки РПТ;  $P$  -полоса пропускания тракта. Длительность помехи можно оценить выражением  $\tau=1,27/P$ .

При расширении полосы пропускания тракта РПТ на выход поступает больше составляющих спектра импульсной помехи, однако сокращается длительность ее действия. В процессе прохождения импульсной помехи через радиотракт часть импульсной помехи необратимо трансформируется в флуктуационную, резко увеличивая ее интенсивность.

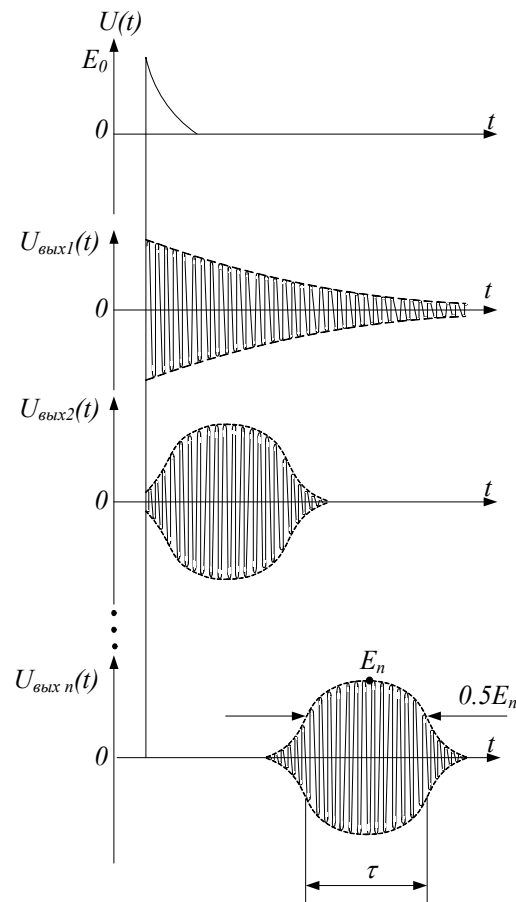


Рис.2.17.

Для подавления импульсных помех используют:

- \* частотную селекцию (этот метод основан на различии спектров сигнала и импульсной помехи: первый локализован в окрестности, второй бесконечен; таким образом, чем уже полоса пропускания РПТ, тем меньше  $E_n$ , но тем длительнее действие импульсной помехи);

- \* амплитудную селекцию (действие ее основано на использовании ограничителя в тракте РПТ; так как уровень импульсной помехи много больше уровня сигнала (рис.4.18), её можно подавить в ограничителе, при этом мощность импульсной помехи снижается, однако помеха по уровню остается равной сигналу и может привести к поражению радиоприема;

\* амплитудно-частотную селекцию (здесь используют различия отклика сигнала и помехи по амплитуде и длительности). Структура амплитудночастотного селектора представляет широкополосный фильтр с  $\Pi_1$ , ограничитель и узкополосный фильтр с  $\Pi_2$  (рис.4.19). Импульсная помеха после прохождения широкополосного фильтра будет иметь значительную амплитуду, которая ограничивается и попадает на узкополосный фильтр, работающий как интегратор, поэтому импульсная помеха на его выходе не успевает нарасти до своего максимального значения и её уровень становится меньше уровня сигнала (рис.4.19). Такая система называется ШОУ (широкая полоса - ограничитель - узкая полоса);

\* фазовую селекцию (этот метод аналогичен компенсации сосредоточенных помех, но реализуется в тракте основной избирательности).

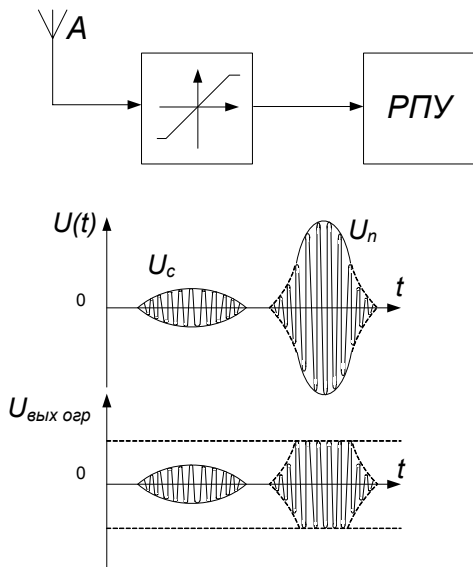


Рис.4.18.

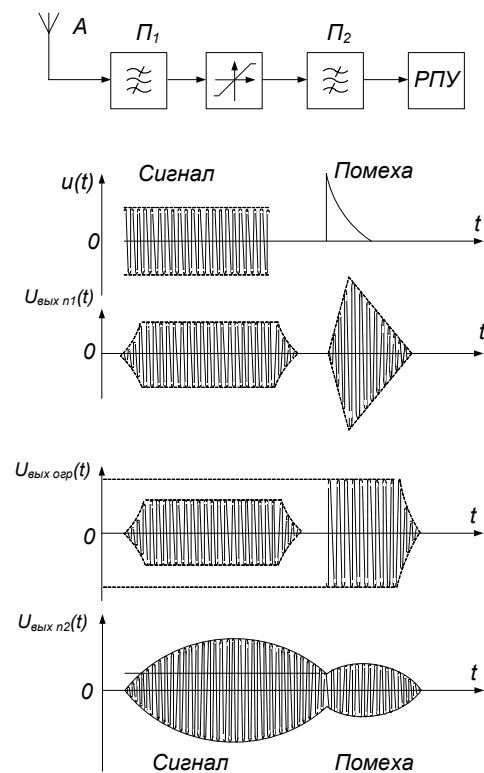


Рис.4.19.

#### 4.5. ДЕЙСТВИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ НА РПТ И СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИХ ВЛИЯНИЯ

Флуктуационная помеха представляет собой случайный процесс, поэтому анализ её воздействия на каскады РПТ базируется на закономерностях теории случайных процессов.

В общем случае в результате прохождения случайного процесса через линейный радиотракт изменяется закон его распределения. Исключение

составляет процесс с нормальным законом распределения, характерный для многих видов флуктуаций в РПТ. В этом случае закон распределения не зависит от АЧХ тракта, однако изменяются параметры процесса.

Нормальный закон распределения будет справедлив также и для выходного случайного процесса в узкополосном линейном тракте при воздействии на него широкополосной флуктуации. Поскольку АЧХ РПТ узкополосна, флуктуация на выходе относится к нормальному случайному процессу.

Рассмотрим прохождение флуктуационной помехи через линейный радиотракт. Так как в линейном радиотракте действует принцип суперпозиции, для нахождения отклика на его выходе каждую составляющую спектра флуктуационной помехи умножают на квадрат коэффициента усиления на соответствующей частоте:  $(K(f))$ :

$$H_{вых} = H_{вх} K^2(f),$$

где  $H_{вх} = U_{вх}^2 / df$  - спектральная плотность, оценивающая интенсивность флуктуационной помехи;  $U_{вх}^2$  - квадрат эффективного напряжения шума в единичной полосе;  $K$  - коэффициент передачи тракта.

На входе РПТ обычно действует флуктуационная помеха с равномерным спектром, тогда спектральная плотность помехи на выходе будет полностью определяться его АЧХ, а квадрат эффективного напряжения вычисляется так:

$$U_{ш.вых}^2 = H_{вх} K_0^2 \int_0^{\infty} \frac{K^2(f)}{K_0^2} df,$$

где  $K_0$  - резонансный коэффициент передачи тракта.

По смыслу определенного интеграла множитель  $\int_0^{\infty} \frac{K^2(f)}{K_0^2} df$

представляет собой площадь под кривой. Прямоугольник, равновеликий этой площади с единичной высотой, определяет эффективную полосу пропускания тракта  $\Pi_{эф}$  либо эффективную шумовую полосу (рис.4.20).

Разделив  $U_{ш.вых}^2$  на  $K_0^2$  можно определить шумы на входе РПТ и отношение С/Ш на входе РПТ:

$$U_{ш.вх}^2 = H_{вх} \Pi_{эф}; \quad C / Ш = \frac{E_A^2}{H_{вх} \Pi_{эф}},$$

где  $E_A$  - уровень сигнала на входе тракта.

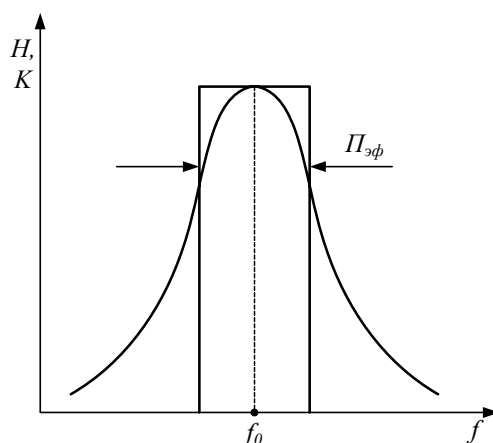


Рис. 4.20

Очевидно, что чем уже эффективная полоса пропускания, тем меньше влияние флуктуационной помехи и больше отношение С/Ш. Поэтому следует выбирать наименьшую допустимую по критерию искажений сигнала полосу  $P_{эф \min}$ .

Для оценки  $P_{эф}$  сравним её с известным частотным параметром - полосой пропускания на уровне 0,7. Для одиночного контура  $P_{эф} = 1,57 P_{0,7}$ . С увеличением числа каскадов  $P_{эф}$  приближается к  $P_{0,7}$ , и для РПУ  $P_{эф} = P_{0,7}$ .

Флуктуационная помеха попадает на выход РПТ и по побочным каналам приема - прямому, зеркальному и др. Так как эти каналы ослабляются, уровень выходных шумов будет также ослаблен в соответствии с АЧХ преселектора. Уровень флуктуационного шума на выходе тракта основной избирательности определяется выражением:

$$U_{вых}^2 = (K_0^2 H(f_c) + K_{н.к}^2 H(f_{н.к}) + K_{з.к}^2 H(f_{з.к}) + \dots) n_{эф}.$$

Если коэффициенты передачи по прямому каналу ( $K_{н.к}$ ), по зеркальному каналу ( $K_{з.к}$ ) и другим внеполосным каналам радиоприема стремятся к нулю, то флуктуационная помеха попадает в тракт только по основному каналу.

Наряду с внешними флуктуационными помехами радиоприемный тракт поражается внутренними флуктуационными помехами (называемыми далее шумами). Источниками шума в РПТ являются все активные составляющие комплексных сопротивлений, колебательные контуры, активные приборы, а также сопротивление приемной антенны.

Известно, что электроны в проводниках находятся в непрерывном движении. Оно происходит упорядоченно при приложении ЭДС. Однако электроны во время движения сталкиваются друг с другом либо с атомами проводника. Эти столкновения представляют собой элементарные импульсы тока, которые наводят в проводнике ЭДС шумов (среднее время между

столкновениями составляет  $10^{-14}$  с, что порождает равномерный спектр до  $10^{13}$  Гц). Шум возрастает с увеличением температуры проводника. Базируясь на термодинамических представлениях, Х. Найквист получил зависимость действующего квадрата шумового напряжения от активной составляющей комплексного сопротивления  $Z$  в виде:

$$\overline{U_{ш}}^2 = 4kT_0 \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re}(Z) df,$$

где  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град.;  $T_0$  - температура окружающей среды, К;  $f_1, f_2$  - верхняя и нижняя полосы частот, Гц;  $\operatorname{Re}(Z)$  - активная составляющая комплексного сопротивления  $Z$ .

Для активного сопротивления выражение принимает вид:

$$\overline{U_{ш}}^2 = 4kT_0 R \Pi,$$

где  $\Pi = f_2 - f_1$ .

Если выразить  $U_{ш}$  в микровольтах,  $R$  в килоомах, а  $\Pi$  в килогерцах, то при  $T_0 = 290$  К ( $17^\circ\text{C}$ ) получим формулу для технических расчетов:

$$\overline{U_{ш.эф}} = \sqrt{\overline{U_{ш}}^2} = \frac{1}{8} \sqrt{R\Pi}.$$

Для анализа внутренних шумов сложных схем, состоящих из ряда связанных цепей, используют эквивалентные шумовые схемы. При последовательном соединении элементов цепи удобнее пользоваться схемой последовательного соединения генератора шумового напряжения с идеальным нешумящим сопротивлением (рис.4.21,а), при параллельном соединении - параллельным соединением генератора шумового тока с идеальным сопротивлением (рис.4.21,б).

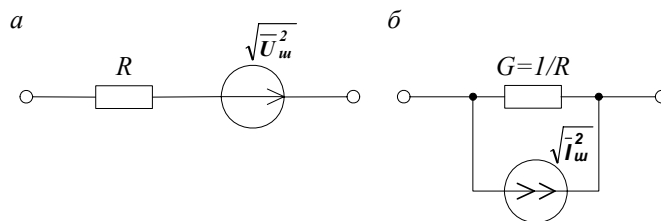


Рис. 4.21

Если в цепи действует несколько статистически независимых источников шума, то на основании теории случайных процессов действующие значения их напряжений или токов складываются по квадратичному закону. Последовательное включение может быть представлено эквивалентным генератором шумового напряжения  $\sqrt{\overline{U_{ш}}^2}$  и сопротивлением  $R$ , включенным последовательно с этим генератором:

$$\sqrt{\overline{U_{ш}}^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \overline{U_{шi}}^2}; \quad R = \sum_{i=1}^n R_i$$

Параллельное включение источников шума характеризуется эквивалентным генератором шумового тока  $\sqrt{\bar{I}_{ш}^2}$  и проводимостью  $G$ :

$$\sqrt{\bar{I}_{ш}^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \bar{I}_{шi}^2}; \quad G = \sum_{i=1}^n G_i.$$

В тех случаях, когда шумящие сопротивления имеют различную температуру, квадрат шумового напряжения вычисляется по формуле:

$$\bar{U}_{ш}^2 = 4k\Pi(T_1 R_1 + T_2 R_2) = 4kT_{экр} R\Pi,$$

где  $R=R_1+R_2$ ;  $T_{экр} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} T_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_2$ .

Для  $n$  последовательно соединённых сопротивлений

$$T_{экр} = \sum_{i=1}^n T_i R_i / \sum_{i=1}^n R_i.$$

Шумы естественных электромагнитных источников (атмосферные и космические помехи, излучение Земли и т.п.), присутствующие на выходе антенны также возможно охарактеризовать тепловыми шумами:

$$T_A = (T_{\Sigma} R_{\Sigma} + T_{R_{\Pi}} R_{\Pi}) / (R_{\Sigma} + R_{\Pi}).$$

где  $T_{\Sigma}$  - шумовая температура сопротивления излучения антенны, зависящая от формы диаграммы направленности антенны, ориентации её максимума, диапазона частот;  $R_{\Sigma}$  - сопротивления излучения антенны, создающее шум, равные шумам, которые принимает антенна от естественных внешних источников.

Эквивалентная шумовая схема антенны, учитывающая тепловые шумовые сопротивления потерь ( $R_{\Pi}$ ) и шумовые внешние источники ( $R_{\Sigma}$ ) представлена на рис.4.22. Эта схема может быть представлена эквивалентной схемой с  $R_A$  и  $U_{ш.А}$ , где  $T_A$  - эффективная шумовая температура антенны, т.е. такая температура, при которой некоторое сопротивление, подключенное к входу антенны, генерирует на выходе мощность тепловых шумов, равную мощности действующих шумов антенны;  $R_A$  - полное сопротивление антенны. Очевидно,  $T_A$  отличается от фактической, определяемой температурой внешней среды.

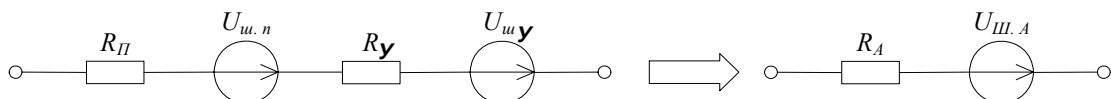


Рис. 4.22

Для ультравысоких и сверхвысоких частот (свыше 300 МГц) тепловые шумовые антенны являются обычно главным источником естественных внешних помех. Для частот, меньших 300 МГц, необходимо считаться с другими видами помех, обусловленных физическими явлениями в

окружающей антенну среде. Например, для диапазона 30 - 60 МГц преобладают шумы космического происхождения.

В РПТ используются цепи, состоящие из соединения резисторов  $R$  и реактивных элементов  $L$  и  $C$ . Идеальные реактивные элементы шумов не создают. Реальные катушки индуктивности характеризуются собственным сопротивлением потерь, которые являются источниками тепловых шумов. Кроме того, реактивные элементы оказывают влияние на формирование выходного спектра шумов.

Рассмотрим шумы пассивного двухполюсника, состоящего из параллельно соединенных шумящей активной проводимости  $G=1/R$  и реактивной проводимости  $B$  (рис.4.23). Спектральная плотность шумов проводимости  $G$  равномерна:  $H=kT_0=4*10^{-21}$  Вт/Гц (рис.4.24,а). Наличие резонансных свойств у контура изменяет спектральное распределение (рис.4.24,б).

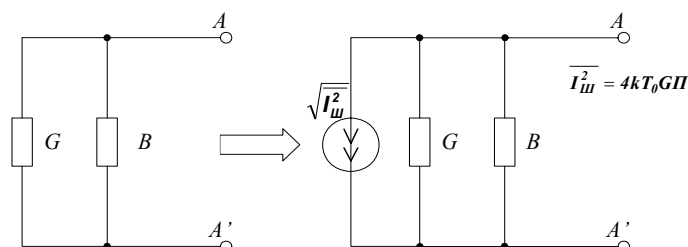


Рис. 4.23

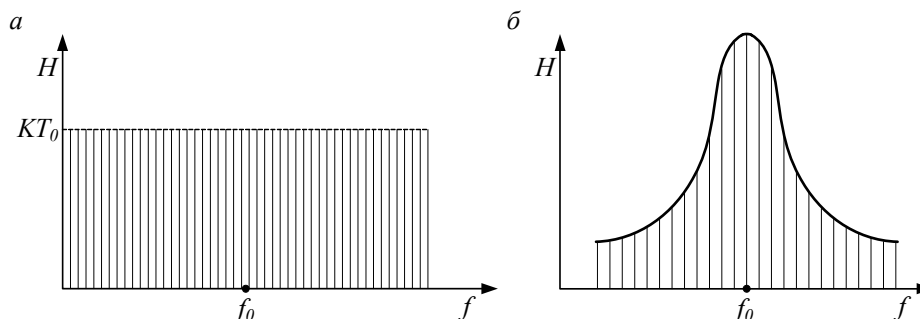


Рис. 4.24

ЭДС шумов, генерируемая на зажимах А - А' (см. рис.4.23) можно найти по формуле Найквиста, заменив резонансным сопротивлением контура  $R_{экр}$ , а полосу пропускания - эффективной шумовой полосой  $\Pi_{эф}=1,57\Pi$ . Приближенно, с достаточной для практических расчетов точностью, шумовую полосу пропускания можно определить по резонансной характеристике колебательного контура на уровне 0,5.

Шумы полупроводниковых диодов зависят от флуктуаций потока носителей через р - n-переход (дробовая составляющая шума) и тепловых шумов сопротивления базы.

Эффективное значение тока дробового шума определяют по формуле Шоттки:

$$I_{\partial p} = \sqrt{2qI \cdot \Pi},$$

где  $q$ - заряд электрона;  $I$ - среднее значение флуктуаций.

ЭДС шума за счет тепловых флуктуаций в объемном сопротивлении базы определяется по формуле Найквиста:

$$E_i = \sqrt{4kT_0 r_{\delta} \Pi}$$

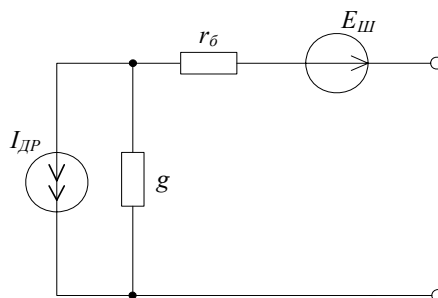


Рис. 4.25

Эквивалентная шумовая схема диода представлена на рис.4.25, где  $q=2qI/(4kT_0)$ , т.е. дробовым шумам ставят в соответствие шумы проводимости, что позволяет вести расчет шумовых составляющих каскадов РПУ с единых позиций, полагая их природу одинаковой.

Шумы в биполярных транзисторах являются следствием: дробовых шумов, обусловленных флуктуациями эмиттерного и коллекторного токов; шумов перераспределения, обусловленных перераспределением токов между электродами транзистора; тепловых шумов распределения активных сопротивлений электродов. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора представлена на рис.4.26.

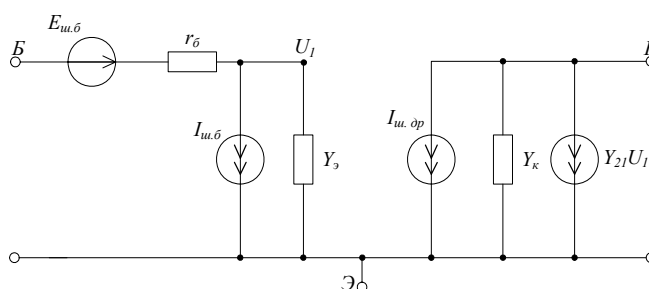


Рис. 4.26

Генератор шумового напряжения отображает тепловые шумы распределенного сопротивления базы:

$$E_{ш.б} = \sqrt{4kT_0 r_{\delta} \Pi}$$

Генератор шумового тока коллектора отображает дробовые шумы:

$$I_{ш.оп} = \sqrt{2qI_{\kappa} \Pi} = \sqrt{4kT_0 R_{ш} |Y_{21}|^2 \Pi},$$



где  $R_{ш} \approx 20 \frac{\alpha I_3}{Y_{21}^2}$  - шумовое сопротивление;  $Y_{21}$  - крутизна транзистора,  $\alpha$

- коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общей базой.

Генератор шумового тока базы, отражающий шумы токораспределения

$$I_{ш.б} = \sqrt{2qI_3(1-\alpha)\Pi} = \sqrt{4kT_0g_{ш}\Pi},$$

где  $g_{ш} \approx 20(1-\alpha)I_3$  - шумовая проводимость транзистора.

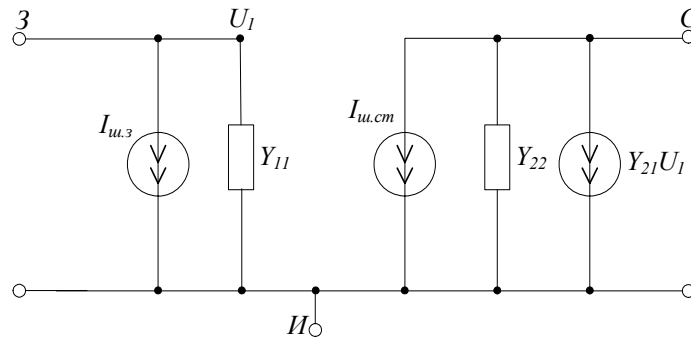


Рис. 4.27

Рассмотренные шумовые источники характеризуются равномерной спектральной плотностью в широком диапазоне частот, что позволяет рассчитывать шумовые параметры практически в любых диапазонах. Результирующее шумовое сопротивление высокочастотного биполярного транзистора составляет десятки Ом.

Основным источником шума полевых транзисторов является тепловой шум, возникающий за счет активной проводимости канала. Тепловой шум характеризуется источником шумового тока  $I_{ш.см}$ , который подключен между истоком и стоком транзистора (рис.4.27):

$$I_{ш.см} = \sqrt{4kT_0g_{см}\Pi},$$

Другой источник шума - шумовой ток затвора

$$I_{ш.з} = \sqrt{4kT_0g_3\Pi},$$

Полевые транзисторы имеют меньший уровень шумов, чем биполярные, однако и меньшую крутизну, поэтому по шумам эти приборы примерно эквивалентны.

Каскады РПТ, содержащие активные и пассивные элементы, будучи источниками шумов, уменьшают отношение С/Ш на выходе РПТ по сравнению с отношением С/Ш на входе РПТ. Степень уменьшения этого отношения определяется, как известно, коэффициентом шума, представляющим отношение сигнала к шуму по мощности на входе и выходе каскада:

$$K_{ш} = \frac{(P_c / P_{ш})_{вх}}{(P_c / P_{ш})_{вых}}$$

Учитывая, что коэффициент усиления каскада по мощности  $K_p = P_{с.вых} / P_{с.вх}$  перепишем выражение для  $K_{ш}$  в виде:

$$K_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вх} K_p}$$

Мощность выходных шумов образуется в результате суммирования собственных (внутренних) шумов с усиленными в раз шумами, поступающими на вход каскада:

$$P_{ш.вых} = P_{ш.соб} + P_{ш.вх} K_p,$$

Тогда  $K_{ш} = 1 + P_{ш.соб} / (P_{ш.вх} K_p)$ .

Поскольку РПТ в общем виде представляет собой цепочечное соединение каскадов, каждый из которых имеет собственный коэффициент шума  $K_{шi}$  и коэффициент передачи по мощности  $K_{pi}$ , для определения шумовой составляющей на выходе РПУ достаточно пересчитать шумы каскадов через  $K_{pi}$  к выходу. Очевидно, что на выходе первого каскада мощность шумов

$$P_{ш.вых} = K_{ш1} P_{ш.вх} K_{p1},$$

где  $P_{ш.вх}$  - мощность шумов источника сигнала (например, антенны).

Тогда мощность собственных шумов первого каскада (за вычетом шумов антенны) равняется  $(K_{ш1} - 1) P_{ш.вх} K_{p1}$ . Эта мощность будет передана на выход тракта всеми  $n-1$  каскадами и выделится на оконечной нагрузке в виде мощности  $(K_{ш1} - 1) P_{ш.вх} K_{p1} K_{p2} \dots K_{pn}$ .

Мощность шумов второго каскада, переданная на выход всеми  $n-2$  каскадами, выделится на оконечной нагрузке в виде мощности  $(K_{ш2} - 1) P_{ш.вх} K_{p2} K_{p3} \dots K_{pn}$  и т.д.

Учитывая мощность шумов источника (антенны)

$$P_{ш.вых} = P_{ш.и.вх} K_{p1} \dots K_{pn},$$

поступающую в нагрузку через весь тракт, получим общую мощность цепочечного соединения каскадов в оконечной нагрузке:

$$P_{ш.вых} = P_{ш.и.вх} + P_{ш.вх} K_1 + \dots + P_{ш.вх} K_n.$$

Так как  $K_{ш} = P_{ш.вых} / P_{ш.и.вх}$ , получим

$$K_{ш} = 1 + (K_{ш1} - 1) + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p2}} + \dots$$

Из приведенного выражения следует, что наибольшее влияние на общий коэффициент шума многокаскадного тракта оказывают шумовые параметры первых каскадов, а суммарный коэффициент шума будет тем меньше, чем больше коэффициенты усиления по мощности отдельных каскадов.

В качестве первых каскадов в РПТ используются обычно пассивные цепи - фидеры, входные цепи, преселекторы, аттенюаторы, согласующие устройства и т.п. Поскольку коэффициент передачи по мощности пассивной цепи меньше 1, с выхода пассивного каскада в нагрузку будет передаваться мощность шумов, приближенно равная действующей на его входе, и тогда по определению

$$K_{ш.н.ц} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вх} K_p} = \frac{1}{K_p}.$$

При этом результирующий  $K_{ш\Sigma}$  РПТ с пассивной цепью на входе определяется выражением  $K_{ш} = K_{ш.н.ц} K_{ш}$ .

Детектирование полезного сигнала в присутствии флуктуационных помех также приводит к изменению отношения С/Ш в тракте РПТ. Рассмотрим сначала детектирование флуктуационной помехи. Полагая, что спектр помехи на входе детектора равномерен и дискретен (рис.4.28,а) и учитывая образование взаимных биений между соседними составляющими спектра при прохождении через детектор, получаем спектральную плотность треугольного вида (рис.4.28,б). Такая спектральная характеристика является следствием того, что биения с нулевыми частотами создаются всеми составляющими, а биения с частотами  $\Delta f$  - меньшим числом составляющих, причем это число уменьшается по мере увеличения  $\Delta f$ .

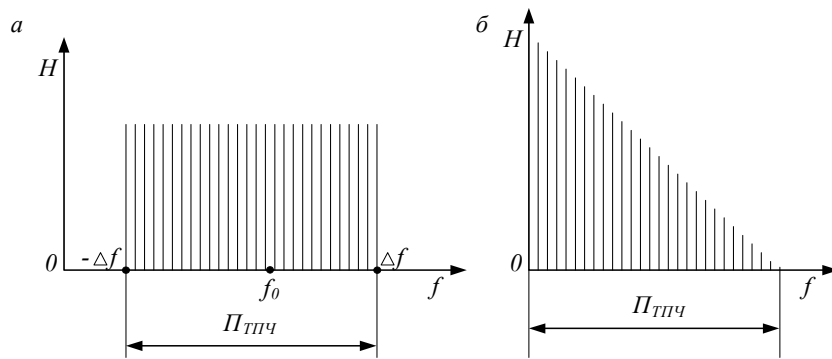


Рис. 4.28

Если теперь рассмотреть детектирование флуктуационной помехи в присутствии сигнала с амплитудой  $U_c$  на частоте  $f_0$ , то здесь возникают биения каждой шумовой компоненты с колебанием на частоте  $f_0$ , причем максимальная частота биений составит  $\Delta f / 2$ , а колебания биений помехи с сигналами более высоких частот будут отсутствовать (рис.4.29).

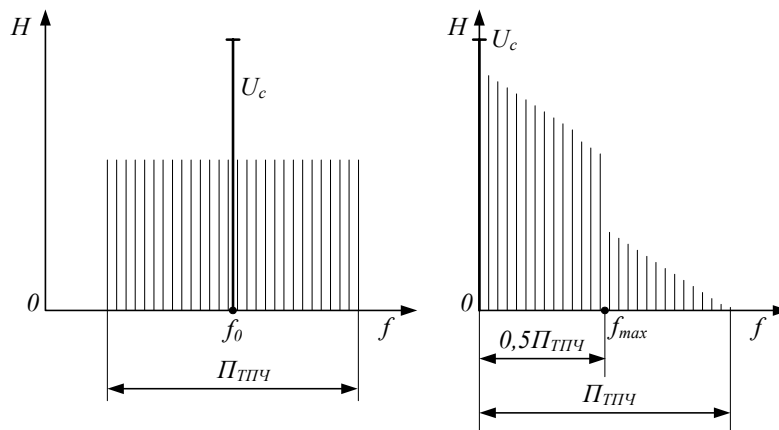


Рис. 4.29

Выбирая частоту  $F_{max}$  как минимально допустимую, исходя из допустимых искажений полезного сигнала, можно регулировать отношение С/Ш на выходе детектора:

$$\frac{C}{Ш} = \frac{K_d U_c}{\sqrt{H_{ex.Д} F_{max}}},$$

где  $K_d$  - коэффициент передачи детектора.

Отношение С/Ш на выходе РПТ согласуют с требуемым для данного вида излучения качеством работы и способом дополнительной обработки. Так, например, для радиовещательных РПТ удовлетворительное качество достигается при С/Ш = 15 - 20 дБ, хорошее - при С/Ш = 34 - 40 дБ; для связных РПТ в режиме радиотелефонии - при С/Ш = 10 - 15 и 25 - 30 дБ, соответственно; в режиме фототелеграфа - при 5 - 10 и 10 - 20 дБ; для телевизионных РПТ - 20 - 40 дБ.

Поскольку спектр флуктуационных помех практически бесконечен, а фазы составляющих спектра случайны, то часть спектра помех всегда накладывается на спектр сигнала и принципиально не может быть от него отделена. Внутренние шумы можно снизить при использовании малошумящих каскадов в тракте РПТ. Ограничение полосы пропускания тракта позволяет улучшить отношение С/Ш в узкополосной части РПТ сравнительно с этим отношением на его входе за счет снижения мощности составляющей внешних флуктуационных помех (рис.4.30). Таким образом, подавить полностью шумы невозможно, однако их можно снизить.

Повышение эффективности линейной фильтрации достигается при использовании оптимальных фильтров, обеспечивающих наименьшие искажения при действии помехи. Принцип работы таких фильтров исходит из "более точного" выделения спектра сигнала на фоне флуктуаций. Амплитудно-частотная характеристика фильтра комплексно-сопряжена со спектром сигнала (рис.2.31). Такой оптимальный фильтр с гребенчатой характеристикой, подавляя составляющие флуктуационных помех в промежутках между составляющими сигнала, позволяет обнаруживать дискретный сигнал на фоне помех.

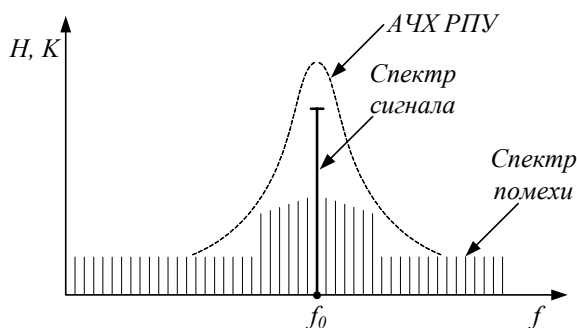


Рис. 2.30.

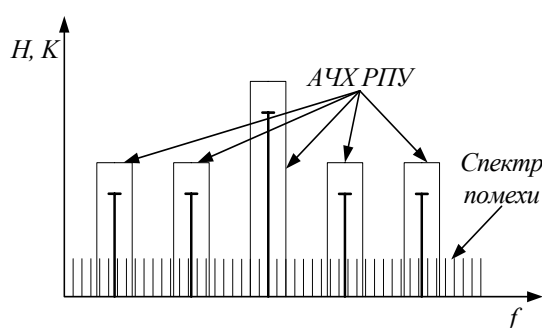


Рис. 2.31.

Однако реализация гребенчатого фильтра вызывает определенные трудности, поэтому, как правило, в радиотракте с помощью простых фильтров осуществляют квазиоптимальную фильтрацию, а дальнейшее

ослабление флуктуационных помех достигается за счет накопления сигнала в структурах вида, показанного на рис.4.32.

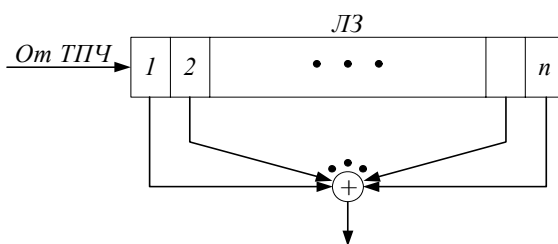


Рис. 4.32

При необходимости принять импульсный сигнал в смеси с флуктуационной помехой, имеющего длительность посылок  $\tau$  и период следования  $T$ , его подают на линию задержки с отводами, с которых снимают  $n$  импульсов. Каждый из этих импульсов задержан на время, равное длительности посылки. Суммарная задержка равна периоду повторения импульсов. Задержанные импульсы поступают на сумматор, образуя на выходе результирующий сигнал. Улучшение отношения С/Ш происходит за счет информационной избыточности сигнала.

Дальнейшее улучшение отношения С/Ш возможно при использовании корреляционных методов радиоприема.

#### 4.6. ОСОБЕННОСТИ БОРЬБЫ С ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПОМЕХАМИ

Работа электрических установок промышленного, бытового и медицинского назначения сопровождается процессом искро- и дугообразования, что вызывает броски токов и является основной причиной индустриальных помех. Некоторые бытовые и медицинские установки (СВЧ - печи, ионизаторы, нагреватели) создают колебания, излучаемые конструкциями. Телевизионные РПТ являются источниками помех, создаваемыми генераторами разверток. Все эти помехи проникают в РПТ через антенну и сеть в виде электромагнитного поля, излучаемого источником помехи (такое действие характерно для сравнительно небольших расстояний), и в виде колебаний по линиям электропередачи, контактными сетям (на расстояния в несколько километров).

Существующие методы борьбы с индустриальными помехами подразделяются по месту возникновения и месту приема.

В месте приема применяют методы повышения отношения С/П, защиты входа РПТ и подавления помех в самом РПТ. Так как промышленная помеха в большинстве случаев имеет импульсный характер, применяют описанные методы борьбы с импульсными помехами. Часто антенны выносят из зоны интенсивной помехи, применяют направленные антенны и антенны, не согласованные с излучением источников импульсных помех по виду поляризации волны. Так, например, уровень

помех существенно снижается при приеме на магнитную антенну, которая слабо реагирует на основную электрическую составляющую поля промышленных помех. Подавление промышленных помех на входе РПТ достигается также при использовании приемных антенн с горизонтальной поляризацией принимаемой волны, например горизонтального вибратора. Это связано с вертикальной поляризацией волн, создаваемых промышленными источниками помех.

Для устранения путей проникновения помех через питающую сеть переменного тока на её входе со стороны РПТ помещают фильтры (рис.4.33). Иногда используют дополнительную экранирующую обмотку (рис.4.34), представляющую собой один либо несколько слоев провода, выполняющего роль электростатического экрана, который существенно ослабляет электрическую компоненту поля, свойственную многим источникам помех.

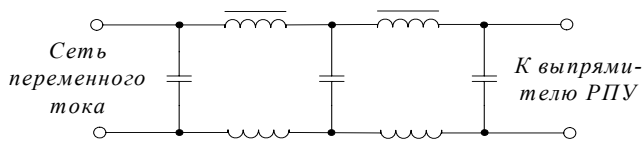


Рис. 4.33.

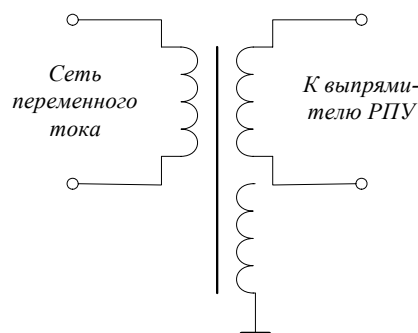


Рис. 4.34.

Так как обмотка не замкнута, её влияние на магнитный поток трансформатора исключается.

## 5. ОСОБЕННОСТИ РАДИОПРИЕМА С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ

### 5.1. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Амплитудная модуляция (АМ) является старейшим видом модуляции в технике радиоприема и до сих пор находит широко применение несмотря на невысокую помехоустойчивость по сравнению с фазовой модуляцией (ФМ) и частотной модуляцией (ЧМ). Это объясняется простотой реализации РПУ и РПДУ и малой полосой частот, занимаемой спектром АМ-сигнала:  
 $P_{ам} = 2F_{max}$ .

Распространение радиоволн в ионосфере и тропосфере на умеренно высоких частотах и СВЧ может сопровождаться многолучевостью. В результате в место приема от одного источника колебаний приходит несколько колебаний. Так как при многолучевости радиосигналы имеют различные траектории лучей, их амплитуды и временные сдвиги на входе РПУ будут также различны.

Рассмотрим ситуацию с двухлучевым радиоприемом, когда колебания промодулированы гармоническим тоном:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) = U(t) \cos 2\pi f_0 t + \alpha U(t) \cos 2\pi f_0 (t - \tau) = \\ &= U_m \cos 2\pi f_0 t + \alpha U_m \cos 2\pi f_0 (t - \tau) + 0,5mU_m \cos 2\pi(f_0 - F)t + \\ &+ 0,5\alpha mU_m \cos 2\pi(f_0 - F)(t - \tau) + 0,5U_m \cos 2\pi(f_0 + F)t + 0,5\alpha mU_m \cos 2\pi(f_0 + F)(t - \tau) \end{aligned}$$

где  $u_1(t)$  – колебание прямого луча, где  $u_2(t)$  – колебание луча; задержанного на  $\tau$ ;  $U(t) = U_m + \Delta U \cos 2\pi Ft$  – гармоническое колебание с частотой  $F$ ;  $U_m$  – амплитуда несущего колебания;  $\Delta U/U = m$  – коэффициент глубины АМ.

Видно, что несущие колебания имеют фазовый сдвиг  $2\pi f_0 \tau$ . Нижнее боковое колебание с частотой  $f_0 - F$  сдвинуто на угол  $2\pi(f_0 - F)\tau$ , а верхнее с частотой  $f_0 + F$  – на угол  $2\pi(f_0 + F)\tau$ . Так как между спектром  $N(f)$  и временными характеристиками имеется однозначная связь, то изменение несущей и боковых колебаний приводит к изменению глубины модуляции и амплитуды колебаний после детектора. Одновременно возможно появление нелинейных искажений.

Пусть, например,  $2\pi f_0 \tau = \pi$ ,  $\alpha = 1$ , тогда амплитуда несущего колебания обращается в нуль, а на выходе будет только разностное колебание боковых частот, т.е.  $2F$ .

Явление частотно-зависимого замирания в процессе многолучевости распространения называется *селективным замиранием*. Признаками таких замираний являются не только изменения выходного уровня, но и возникновение частотных и нелинейных искажений. А поскольку процесс многолучевости распространения является нестационарным, то и искажения будут нестационарными.

Уменьшение влияния многолучевости добиваются с помощью направленных антенн, которые способны выделить только один луч. Возможно использование систем с выбором луча по максимальному отношению  $C/Ш$ . Необходимо отметить, что АРУ не способна исключить искажения при селективных замираниях. Поэтому эффективным способом их уменьшения является переход к более узкополосным модулирующим сигналам, например однополосной модуляции.

Искажение сигналов с АМ происходит и в избирательном тракте РПТ. Полоса пропускания РПТ может быть меньше ширины спектра принимаемого сигнала. Причем возможны две ситуации, определяемые расположением спектра сигнала относительно АЧХ тракта основной избирательности: спектр симметричен либо асимметричен. Асимметрия спектра является следствием отличия преобразованной частоты от промежуточной частоты РПТ.

При симметричном расположении (рис.5.1,а) спектр сигнала искажается в результате изменения уровня боковых составляющих за счет полосы пропускания РПТ, которая уже полосы спектра сигнала. Это эквивалентно уменьшению глубины модуляции сигнала. Таким образом, появляются типичные искажения, выражающиеся в завале характеристики верности. Завал

на высоких частотах модулирующего колебания ( $F_{max}$ ) может образовываться в результате увеличения селективности по соседнему каналу приема в преселекторе. Обычно это явление наблюдается в нижней части радиочастотного диапазона, например в радиовещательных РПТ в диапазонах ДВ и СВ. Кроме того, в низкочастотной области спектра модулирующего сигнала имеет место завал, который определяется постоянной времени детекторной цепи и разделительной емкостью в ТМЧ. Таким образом, любое сужение полосы пропускания РПТ по сравнению со спектром амплитудно-модулированного сигнала приводит к частотным искажениям.

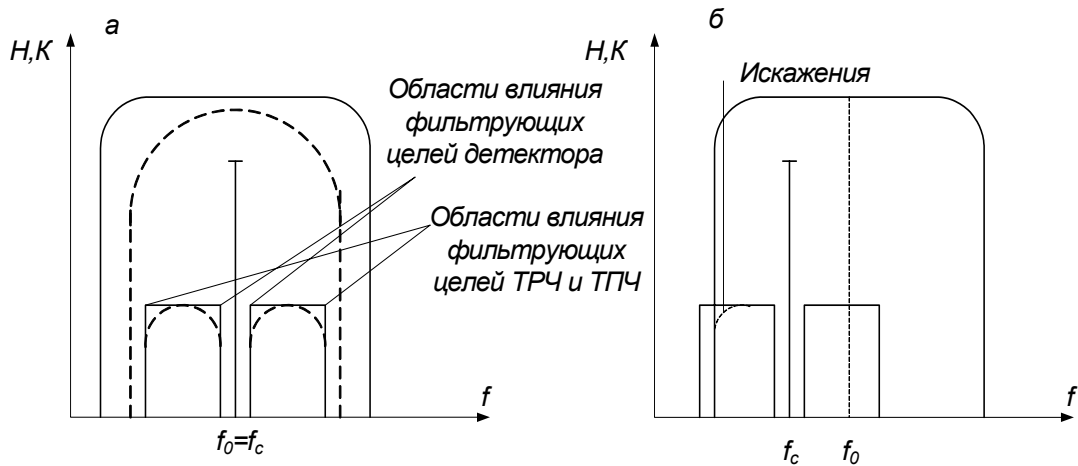


Рис.5.1

Влияние расстройки (рис.5.1,б) проявляется, с одной стороны, как эффект обужения полосы пропускания РПТ, а с другой стороны, сказывается на фазовом сдвиге составляющих амплитудно-модулированного сигнала. Если ФЧХ РПТ линейна, то форма колебаний не изменится, если нелинейна, то после детектора возможно изменение формы колебания.

Нелинейность высокочастотного тракта РПТ является причиной нелинейных искажений АМ-сигналов. Она оценивается уровнем нелинейных шумов или коэффициентом гармоник. Если искажения тракта велики и составляют более 0,1%, принято характеризовать линейность тракта коэффициентом гармоник, если же искажения невелики, то используют интермодуляционные характеристики.

Снижение нелинейных искажений в цепях РПТ производят в основном путем введения отрицательной обратной связи; за счет оптимизации режимов работы активных компонентов по постоянному току и использования специальных активных элементов с линеаризованными передаточными характеристиками (каскадные схемы, дифференциальные усилители и т.п.).



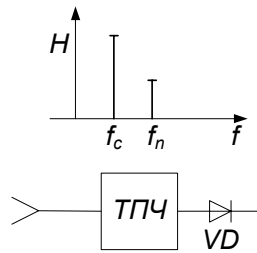


Рис.5.2

В условиях сложной ЭМО, из-за недостаточной избирательности РПТ помеха в линейном тракте может быть не полностью подавлена, в результате чего на входе детектора возникает сумма колебаний близких частот (рис.9.2):

$$U_c \sin 2\pi f_c t + U_{\Pi} \sin 2\pi f_{\Pi} t = U(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi)$$

Как видно, суммарное колебание имеет вид АМ-сигнала с амплитудой

$$U(t) = \sqrt{U_c^2 + U_{\Pi}^2 + 2U_c U_{\Pi} \cos 2\pi F' t},$$

где  $F' = |f_{\Pi} - f_c|$ . Если  $U_{\Pi} \ll U_c$ , то

$$U(t) \approx U_c \sqrt{1 + 2U_{\Pi} (\cos 2\pi F' t) / U_c} \approx U_c (1 + m_{\Pi} \cos 2\pi F' t)$$

где  $m_{\Pi} = \frac{2U_{\Pi}}{U_c}$  - коэффициент глубины модуляции сигнала помехой.

Таким образом, при малой помехе по сравнению с сигналом закон изменения амплитуды огибающей оказывается гармоническим с частотой  $F'$  (рис.5.3).

В детекторе РПТ выделяются биения с разностной частотой. Если детектор для частоты  $F'$  является безынерционным, т.е. удовлетворяет условию  $F' R_H C_H \leq 1,0 \dots 1,5$  (в предположении, что индекс модуляции  $m_{\Pi}$  равен 0.5 ... 0.7), и частота  $F'$  находится в спектре регистрируемых (например, слышимых) частот, то прием полезного сигнала будет сопровождаться свистом на этой частоте.

Для случая модулированных помех

$$u_{\Pi}(t) = U_{\Pi} (1 + m_{\Pi} \cos 2\pi F_{\Pi} t) \sin 2\pi f_{\Pi} t,$$

и сигнала

$$u_c(t) = U_c (1 + m_c \cos 2\pi F_c t) \cos 2\pi f_c t,$$

$U(t)$  имеет вид  $U_c (1 + m_c \cos 2\pi F_c t + \frac{U_{\Pi}^2}{2U_c^2} m_{\Pi} \cos 2\pi F_{\Pi} t)$

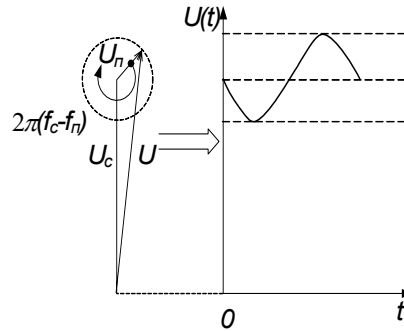


Рис.5.3

Таким образом, напряжение на выходе детектора пропорционально амплитуде  $U$  с учетом действия  $U_c$  и  $U_n$ . При этом отношение сигнал-помеха:

$$\frac{C}{П} = 2 \left( \frac{U_c}{U_n} \right)^2 \frac{m_c}{m_n}$$

Видно, что если  $U_c > U_n$  при  $m_c = m_n$ , то АД обеспечивает дополнительное подавление помехи в детекторе. Если на входе детектора отношение сигнал-помеха равно 10, то на выходе детектора это отношение составит 100. Очевидно, что для инерционного детектора свойство подавления слабой помехи сильным сигналом теряется, и отношение сигнал-помеха остается неизменным.

Так как инерционные свойства определяются частотой биений  $F$  при приеме в условиях существенно удаленных по частоте помех, т.е.  $F$  велика, детектор может стать инерционным и помеха подавляться не будет. Однако удаленные помехи подавляются в избирательных цепях РПТ, поэтому этот эффект становится неопасным. Для близких помех детектор безынерционен и обеспечивает подавление помехи при недостаточной избирательности РПУ.

Предположим теперь, что помехой являются шумы, которые в узкополосном тракте РПТ имеют характер узкополосного квазигармонического колебания

$$u_n(t) = U_n(t) \cos(2\pi f_n t + \varphi(t)),$$

где  $U_n(t), \varphi(t)$  - случайные функции. И пусть характеристика нелинейного элемента АД квадратична  $U_{\text{вых}} = K_d U_{\text{вх}}^2$  (рис.5.4). Тогда если на входе АД действует также и полезный сигнал

$$u_c(t) = U_c \cos 2\pi f_c t$$

то на выходе ФНЧ получаем

$$U_{\text{вхФНЧ}}(t) = 0,5U_c^2 + 0,5U_n^2(t) + U_c U_n \cos \varphi(t).$$

Отношение сигнал-помеха определим как отношение мощностей. Тогда для входного сечения будем иметь

$$\left(\frac{C}{Ш}\right)_{\text{вх}} = \frac{U_c^2}{2\sigma_{ш}^2}$$

где  $\sigma_{ш}^2$  - среднеквадратичное отклонение шума.

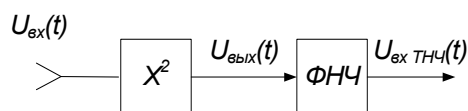


Рис.5.4

Мощность помехи на выходе детектора определяется дисперсией случайного процесса:

$$D_n = \sigma_{ш}^{-4} + 0,5U_c^2 \sigma_{ш}^{-2}$$

Теперь, учитывая мощность сигнала на выходе  $(0,5U_c^2)^2$ , получаем отношение сигнал-помеха на выходе детектора:

$$\left(\frac{C}{Ш}\right)_{\text{вых}} = \frac{U_c^4}{4(\sigma_{ш}^{-4} + 0,5U_c^2 \sigma_{ш}^{-2})} = \frac{(C/Ш)_{\text{вх}}^2}{1 + (C/Ш)_{\text{вх}}^2}$$

Если сигнал мал и отношение сигнал-помеха много меньше 1, то отношение сигнал-помеха на выходе будет пропорционально квадрату отношения сигнал-помеха на входе, т.е. происходит уменьшение отношения сигнал-помеха, что рассматривается как подавление слабого сигнала сильной помехой. Однако если отношение сигнал-помеха много больше 1 на входе, то отношение сигнал-помеха на выходе будет примерно равно отношению сигнал-помеха на входе, т.е. сильный сигнал проходит через некогерентный детектор без изменения отношения сигнал-помеха.

Наряду с некогерентными (обычными) детекторами при радиоприеме АМ-сигналов все большее применение находят синхронные (когерентные) детекторы. Рассмотрим процесс прохождения сигнала и помех через синхронный детектор. Положим, что на входе синхронного детектора действует сигнал  $u_c(t) = U_c \cos 2\pi ft$  и шумы в полосе РПТ, которые после обработки в тракте промежуточной частоты имеют вид:

$$u_{ш}(t) = U_{ш}(t) \cos(2\pi ft + \varphi(t)),$$

где  $U_{ш}(t)$  и  $\varphi(t)$  - случайные функции.

Тогда в соответствии с принципом функционирования синхронного детектора (рис.5.5), получим выходной отклик вида:

$$u_{\text{вых}}(t) = (u_{ш}(t) + u_c(t))u_0(t) = 0,5U_c U_0 + 0,5U_{ш}(t)U_0 \cos(4\pi ft + \varphi) + 0,5U_c U_0 \cos 4\pi ft + 0,5U_{ш}(t)U_0 \cos \varphi,$$

где  $U_0(t)$  - опорное колебание с частотой  $f$  и нулевой начальной фазой;  $\varphi$  - угол сдвига между опорным колебанием и колебанием помехи.

Для оценки отношения сигнал-помеха на выходе синхронного детектора также воспользуемся мощностными характеристиками сигнала и помехи:

$$D_{с\text{ВЫХ}} = \frac{U_c^2 U_0^2}{4} ; \quad D_{ш\text{ВЫХ}} = \frac{U_0^2 \sigma_{ш}^{-2}}{4}.$$

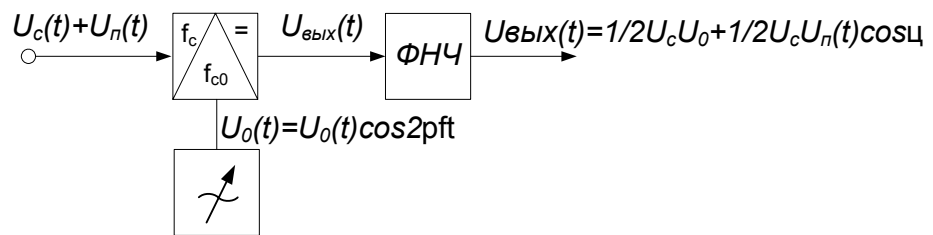


Рис.5.5

Тогда отношение сигнал-помеха на выходе синхронного детектора примет вид:

$$\left( \frac{C}{\Pi} \right)_{P_{\text{вых}}} = \frac{D_{cBB\Delta l}}{D_{uB\Delta l x}} = \frac{U_0^2}{\sigma_u^2} = 2 \left( \frac{C}{\Pi} \right)_{P_{\text{вх}}}$$

Очевидно, что для когерентного детектора (синхронного детектора) между значениями отношения сигнал-помеха на входе и выходе существует линейная связь, которая в отличие от некогерентного (обычного) детектора не изменяет отношение сигнал-помеха в зависимости от его значения на входе.

При воздействии на детектор аддитивной смеси квазигармонического сигнала и помехи напряжение на выходе перемножителя

$$u_{\text{вых}}(t) = (u_c(t) + u_n(t))u_0(t)$$

Полагая, что помеха и сигнал амплитудно-модулированы, можно показать, что помеха преобразуется в колебание разностной частоты  $f_n - f_c$  (частота биений) с сохранением закона модуляции. Если составляющие спектра биений попадут в полосу ФНЧ, то они окажут мешающее воздействие и определяют отношение сигнал-помеха на выходе:

$$(C/\Pi)_{\text{вых}} = 2(C/\Pi)_{\text{вх}}$$

Если составляющие спектра биений окажутся за полосой ФНЧ то они будут подавлены и отношение сигнал-помеха на выходе тракта вырастет пропорционально затуханию ФНЧ.

Таким образом, при малых отношениях сигнал-помеха на входе предпочтение следует отдать синхронному детектору, при больших отношениях сигнал-помеха его использование менее эффективно, а абсолютный выигрыш при шумовой и квазигармонической помехах составляет 3 дБ.

К положительным свойствам синхронного детектора относятся: повышенная избирательность радиоприема слабых сигналов на фоне шума устраняет взаимодействие сигнала с помехой в нелинейном устройстве, каковым является обычный (некогерентный) АД; возможность увеличения избирательности РПТ в целом, что облегчает требования к УПЧ; простота регулирования полосы пропускания ФНЧ и соответственно избирательных свойств РПТ; линейность детектора для слабых сигналов, что позволяет снижать требования к усилительным цепям РПТ; возможность детектирования верхней либо нижней боковой полосы частот спектра АМ-сигнала с автоматическим выбросом полосы меньшим поражением;

возможность неискаженного детектирования при отсутствии в спектре сигнала несущего колебания. При этом для точного восстановления опорного колебания необходимо передавать “пилот-тон”, при его отсутствии несколько худшие результаты достигаются при выделении несущей из АМ-сигнала, если в нем она имеет.

## 5.2. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСОЙ

Переход от двухполосной АМ к однополосной - с одной боковой полосой (ОБП) с частично либо полностью подавленной несущей имеет ряд преимуществ, связанных с экономией ширины спектра излучения РПДУ и экономией его мощности, уменьшением влияния селективных замираний. Однако требуется изменение структуры РПТ по сравнению с АМ-трактом из-за невозможности детектирования ОБП-сигналов в обычном некогерентном детекторе и невозможности осуществления АРУ по сигналу из-за отсутствия несущей.

Форма записи однополосного сигнала при модуляции одним тоном с частотой  $F$  имеет вид

$$u(t) = U_{бок} \sin 2\pi(f_0 + F)t,$$

где  $U_{бок}$  - амплитуда бокового колебания. Видно, что однополосная модуляция сводится к переносу или сдвигу первичного сигнала по оси частот.

В отличие от АМ-сигнала однополосный сигнал является амплитудно-частотно-модулированным сигналом, амплитуда которого изменяется по закону мгновенной амплитуды модулирующего колебания, а частота – по закону мгновенной частоты модулирующего колебания. В сравнении с АМ-сигналом огибающая сигнала с ОБП совпадает не с самим сигналом, а с гильбертовской огибающей.

Выигрыш от использования ОБП в канале без замираний и идеальной характеристикой при аддитивном "белом" гауссовском шуме по сравнению с АМ-сигналом оценивается величиной

$$B = (m^2 + p^2) / m^2$$

где  $m$  - индекс модуляции;  $p = U_{max} / U_{эф}$  - пик-фактор.

Поскольку среднее значение составляет 3, а индекс модуляции равен 1, выигрыш равен 10. Заметим, что в этих условиях никакой разницы в помехоустойчивости между системами с одной боковой полосой и двумя боковыми полосами нет. Это является следствием того, что в процессе детектирования составляющие сигнала двух боковых полос складываются когерентно, а сопутствующие им помехи - некогерентно, поэтому выигрыш от сужения полосы при однополосной модуляции отсутствует.

Если считать заданной не среднюю, а пиковую мощность, то вычисленный выигрыш надо умножить на соотношение пик-факторов ОБП- и АМ-сигналов:

$$B_p = (1 + p^2) p_{AM}^2 / p_{ОБП}^2$$

где  $p_{AM} = 2p^2(1+m^2)/(p^2+m^2)$  при  $m=1$  равно  $8p^2/(1+p^2)$  и тогда

$$B_p = \frac{8p^2(1+p^2)}{(1+p^2)p^2} = 8$$

Заметим, что при модуляции широкополосным сигналом выигрыш может оказаться меньше 8.

При воздействии ОБП на нелинейный детектор асинхронного типа модулирующее колебание не будет в нем выделено, поскольку в токе детектора содержатся лишь гармоники высокочастотного колебания  $f_0+F$ . Если к модели входного сигнала добавить подавленное несущее колебание  $U_0 \sin 2\pi f_0 t$ , то получим

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 \sin 2\pi f_0 t + U_{бок} \sin 2\pi(f_0 + F)t = \\ &= U_0 \sin 2\pi f_0 t + U_{бок} \cos 2\pi Ft \sin 2\pi f_0 t + U_{бок} \sin 2\pi Ft \cos 2\pi f_0 t \end{aligned}$$

Откуда можно записать  $u(t)$  как квазигармоническое колебание

$$u(t) = \sqrt{N^2(t) + M^2(t) + 2N(t)M(t) \cos \varphi(t)} \sin(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

где  $N(t) = U_0 + U_{бок} \cos 2\pi Ft$ ;  $M(t) = U_{бок} \sin 2\pi Ft$ ;  $\varphi(t) = \arctg(N(t)/M(t))$

В линейном детекторе выходное напряжение будет повторять исходное колебание. Очевидно, что закон модуляции ОБП-сигнала при этом искажен, т.е. при исходной модуляции с частотой  $F$  на выходе ФНЧ асинхронного детектора будут гармоники этой частоты:  $2F$ ,  $3F$  ...

В результате коэффициент гармоник

$$K_G \approx \frac{U_{бок}}{4U_0}$$

т.е. он определяется отношением амплитуд бокового и несущего колебаний. Для уменьшения искажений следует увеличить уровень несущего колебания, однако это ухудшает энергетический выигрыш. Поэтому при приеме сигналов с ОБП следует создать такое колебание в тракте РПТ. При этом весьма важна точность восстановления фазы несущего колебания. На рис.5.6 показана зависимость коэффициента гармоник от неточности восстановления фазы для различных соотношений  $U_{бок}/U_0$ .

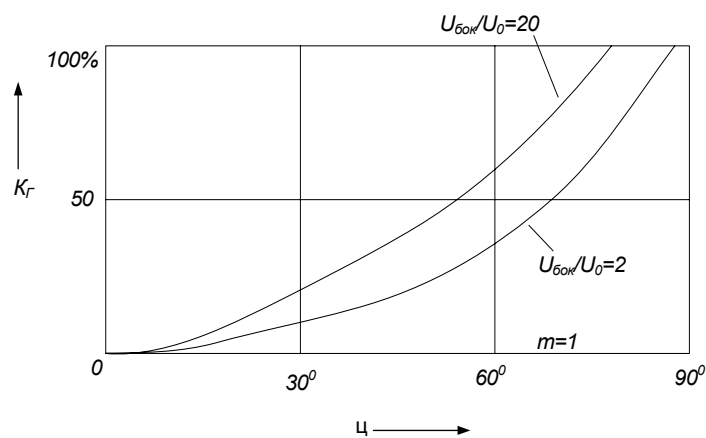


Рис.5.6.

Видно, что, увеличивая амплитуду восстановленной несущей, можно снижать нелинейные искажения до допустимых пределов, если неточность

фазы не очень близка к  $90^{\circ}$ . Однако для того чтобы амплитуда продетектированного сигнала не была снижена при любой амплитуде несущей, ошибка  $\psi$  не должна превышать  $20^{\circ} - 30^{\circ}$ .

Шум на выходе детектора практически не зависит от отклонения фазы несущей. Так что при больших  $\psi$  ухудшается отношение  $C/Ш$  на выходе детектора вследствие уменьшения уровня сигнала.

Следует отметить, что на практике все же возможно детектирование сигнала с ОБП без дополнительной несущей в асинхронном детекторе, но с низким качеством. При этом колебания на выходе АД будут иметь вид, изменяющийся в зависимости от индекса модуляции  $m$  (рис.5.7). Удовлетворительный прием возможен при малых значениях  $m$ .

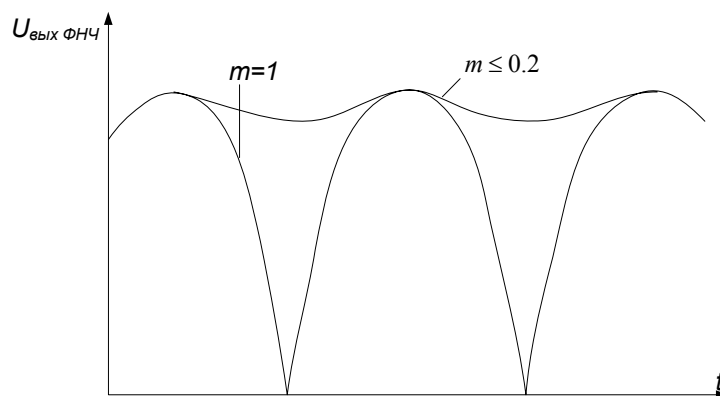


Рис.5.7.

Значительно проще осуществляется детектирование сигнала с ОБП в синхронном детекторе. Для этого сигнал умножается на опорное напряжение гетеродина  $U_r \cos(2\pi(f_0 t + \psi'))$  - восстановленную несущую:

$$U_{\text{бок}} U_r \cos [2\pi (f_0 + F)t] \cos (2\pi f_0 t + \psi') = 0,5 U_{\text{бок}} U_r \cos (4\pi f_0 t + 2\pi F + \psi') + 0,5 U_{\text{бок}} U_r \cos (2\pi F + \psi')$$

где  $\psi'$  - погрешность при восстановлении фазы.

Первый член в выражении - высокочастотная составляющая, которая отфильтровывается ФНЧ, второй член - результат детектирования пропорциональный первичному сигналу. Таким образом, при синхронном детектировании сигнала с ОБП никаких искажений не возникает, каковы бы ни были амплитуда и фаза восстановленной несущей.

Неточность восстановления фазы вызывает только уменьшение уровня продетектированного сигнала, пропорциональное  $\cos(2\pi F - \psi')$ . Если потребуется, чтобы уровень продетектированного сигнала снижался не более чем на 10%, фазу сигнала необходимо восстановить с точностью  $\pm 15^{\circ}$ . Если допустить снижение на 30%, то требуемая точность восстановления фазы составит  $\pm 45^{\circ}$ . Однако такое положение справедливо только для сигналов звукового спектра, так как слуховой аппарат человека не воспринимает фазу. Для телевизионного вещания в случае формирования

сигнала изображения с помощью ОБП необходимо было бы предусмотреть точность не более  $1... 2^0$ .

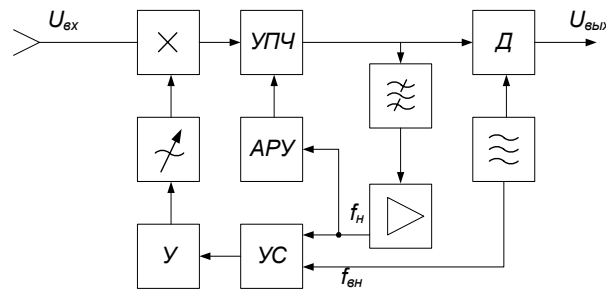


Рис.5.8.

Для восстановления несущей в РПТ с однополосным режимом работы следует включить вспомогательный генератор с достаточно большой амплитудой и обеспечить нужное соответствие с частотой несущего колебания при допустимом отклонении фазы. Таким образом, структурная схема цепей РПТ, в которых производится обработка ОБП-сигналов, может быть выполнена с помощью прямого метода автоматической подстройки частоты гетеродина с вынесением разности частот в тракт промежуточной частоты РПТ либо с использованием преобразования разности частот в область низких частот.

Структура тракта обработки ОБП-сигналов первого вида приведена на рис.5.8. Сигнал после фильтра остатка несущей на частоте  $f_H$  усиливается и поступает в устройство сравнения с сигналом генератора несущего колебания  $f_{вн}$ .

Если частоты  $f_{вн}$  и  $f_H$  различаются, то управитель схемы АПЧ подстраивает гетеродин по минимальному различию частот, сдвигая одновременно и спектр сигнала. Наличие расстройки приводит к нарушению гармонического состава принимаемого сигнала и при приеме сообщений изменяет кратность модулирующих частот, что приводит к изменению формы колебаний после детектора. Поэтому расстройка строго нормируется. Для высококачественного вещания она не должна превышать  $1...2$  Гц; для приема дискретной информации -  $10 ...20$  Гц; разборчивость речи сохраняется при расстройках до  $100...200$  Гц.

Для управления коэффициентом усиления в системах АРУ не достаточно выделения ОБП-сигнала, поскольку он одновременно несет информацию, как о модулирующей функции, так и об уровне сигнала в месте приема. Поэтому управление в системе АРУ ведется по остатку несущей, который выделяется фильтром или по “пилот-сигналу”.

### 5.3. РАДИОПРИЕМ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Передача информации с помощью ЧМ-сигналов получила широкое распространение вследствие относительно простого способа формирования



и приема колебаний. Сигналы с ЧМ применяются в высококачественном радиовещании, многоканальной радиосвязи, спутниковых системах связи, телевидении (в звуковом сопровождении).

При ЧМ в соответствии с модулирующим сигналом изменяется частота несущего колебания по закону

$$u(t) = U \cos \varphi(t)$$

изменяется частота  $\omega(t)$  по закону модулирующего сигнала

$$U_F \cos 2\pi Ft, \omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\max} \cos 2\pi Ft \text{ при } U_F=1,$$

где  $\omega_0 = 2\pi f$  - частота немодулированной несущей;  $\Delta\omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$  - максимальное отклонение частоты, т.е. девиация частоты при отсутствии модуляции;  $\Delta f_{\max}$  - девиация частоты.

Учитывая то, что изменение частоты  $\omega(t)$  связано с изменением фазы как  $d\omega(t)/dt$ , находим полную фазу  $\varphi(t)$

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega_{\max} \cos 2\pi Ft) dt = 2\pi f_0 t + M \sin 2\pi Ft$$

где  $M$  – индекс частотной модуляции, равный отношению девиации  $\Delta f_{\max}$  к высшей несущей  $F_{\max}$  модулирующего сигнала.

Подставляя  $\varphi(t)$  в  $u(t)$  получаем выражение для ЧМ-сигнала

$$\begin{aligned} u_{\text{ЧМ}}(t) &= U_0 \cos[2\pi f_0 t + M \sin 2\pi F_{\max} t] = \\ &= U_0 \{ \cos 2\pi f_0 t \cos(M \sin 2\pi Ft) - \sin 2\pi f_0 t \sin(M \sin 2\pi Ft) \} \end{aligned}$$

При  $M \ll 1$  это выражение упрощается, т.к.  $\cos \alpha$  и  $\sin \alpha$  при  $\alpha$  стремится к 1 и 0 соответственно, тогда

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos 2\pi f_0 t - \frac{M}{2} U_0 [\cos 2\pi(f_0 - F)t - \cos 2\pi(f_0 + F)t]$$

Важным параметром является ширина спектра сигнала. Как известно, спектр ЧМ-сигнала в отличие от АМ-сигнала имеет бесконечно широкую полосу даже при модуляции гармоническим тоном. Однако составляющие спектра, удаленные от несущей, малы и могут не учитываться. Полоса ЧМ-сигнала по уровню не ниже 1...3% амплитуды несущего колебания при отсутствии модуляции определяется выражением

$$P_{\text{ЧМ}} \approx P_{\text{АМ}} (1 + M + \sqrt{M})$$

где  $P_{\text{АМ}} = 2F_{\max}$  - ширина спектра АМ-сигнала с тем же значением. Для больших индексов ( $M \gg 1$ ) ширина ЧМ-спектра грубо может быть определена как  $P_{\text{ЧМ}} \approx MP_{\text{АМ}}$ , т.е. соответствует удвоенной девиации частоты. Так, например, для вещания  $\Delta f_{\max} = 75$  кГц и  $P_{\text{ЧМ}} = 150$  кГц. Поэтому ЧМ с  $M > 1$  называют *широкополосной*. При  $M < 1$  ширина полосы ЧМ-сигнала примерно равна ширине полосы АМ-сигнала и называется *узкополосной*.

При прохождении через тракт РПУ ЧМ-сигналы искажаются в линейном тракте вследствие неидеальности АЧХ тракта, в ЧМ-детекторе и в результате проявления нелинейных свойств передаточной характеристики тракта.

Для анализа искажений будем полагать, что изменение мгновенной частоты происходит относительно медленно, т.е. модулирующая частота

$F \ll f_0$ , вследствие чего коэффициент передачи тракта изменяется в соответствии с его АЧХ и ФЧХ, снятыми в статическом режиме. Пусть имеет место также неидеальная АЧХ приемного тракта (рис.5.9).

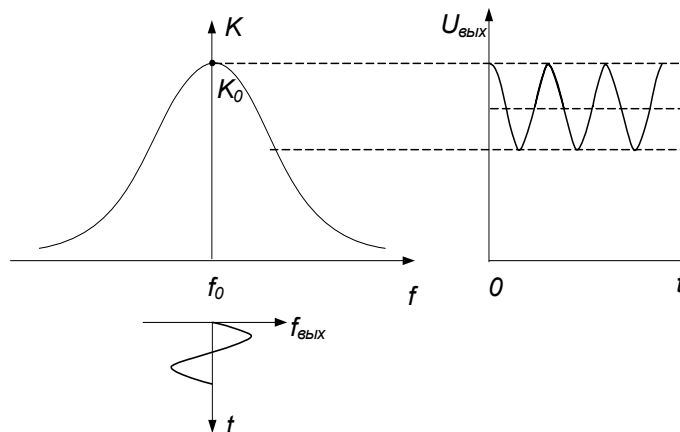


Рис.5.9

Изменение частоты ЧМ-сигнала обуславливает изменение коэффициента передачи тракта. Если в амплитудном ограничителе не происходит идеального ограничения, амплитуда выходного сигнала после ограничителя будет изменяться с частотой модуляции

$$u_0(t) = K_0 U_0 (1 + \alpha_1 \cos 2\pi Ft + \alpha_2 \cos 4\pi Ft + \dots)$$

где  $K_0$  - коэффициент передачи тракта на частоте  $f_0$ ;  $\alpha_i$  - коэффициенты, определяющие качество работы амплитудного ограничителя и зависящие от девиации частоты и вида АЧХ. В таком случае напряжение на выходе детектора будет определяться изменением не только частоты, но и амплитуды входного сигнала:

$$u_{\text{выхЧД}}(t) = u_0(t) Y_{21\text{ЧД}} \Delta f_{\text{max}} \cos 2\pi Ft$$

Таким образом, на выходе детектора появляются гармонические составляющие. Нелинейные искажения при этом можно оценить коэффициентом гармоник

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_2}{2}\right)^2}$$

Очевидно, что чем интенсивнее изменяется колебание на выходе амплитудного ограничителя, тем выше коэффициент гармоник после детектора.

Для учета неидеальности ФЧХ запишем мгновенное значение фазы на выходе тракта:

$$\varphi_{\text{вых}}(t) = Y_{21\text{ЧД}} \Delta f + \varphi(f_0)$$

где  $Y_{21\text{ЧД}} \Delta f$  - неидеальность ФЧХ.

Но фазовый сдвиг  $\varphi(f_0)$  зависит от модулирующего сигнала и, следовательно, является функцией времени. Тогда это выражение может быть разложено в ряд:

$$\varphi_{\text{вых}} = Y_{21\text{ЧД}} \Delta f + \frac{1}{2} \varphi''(f_0) \Delta f^2 + \dots$$

Учитывая  $2\pi f = d\varphi_{\text{вых}} / dt$ , получаем, что в тракте с неидеальной ФЧХ возникают искажения закона модуляции, которые проявляются в возникновении гармоник частоты  $F$ .

Приблизиться к идеальной ФЧХ ( $\varphi_{\text{вых}} = Y_{21}\Delta f$ ) можно в результате увеличения полосы пропускания линейного тракта. Однако это ухудшает избирательность РПТ. Поэтому необходимо контролировать АЧХ и ФЧХ, синтезируя фильтры резонансной системы с характеристиками, близкими к идеальным, либо вводить цепи коррекции.

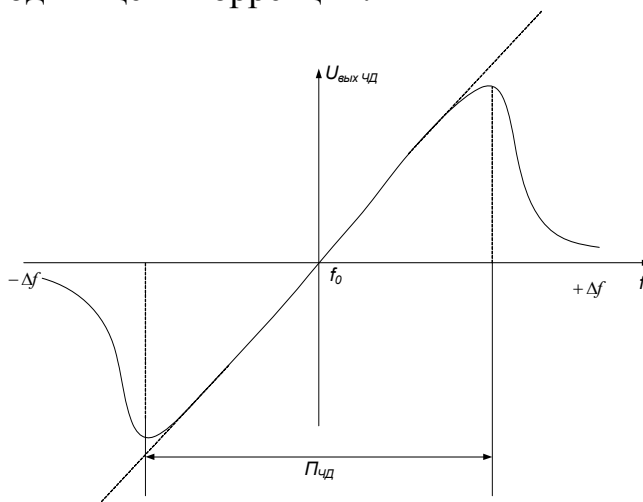


Рис.5.10

Искажения в детекторе проявляются при отклонении характеристики детектора от идеальной (рис.5.10):  $U_{\text{вых ЧД}} = Y_{21\text{ЧД}}\Delta f$ . На практике рассматриваемые искажения происходят из-за недостаточно широкой полосы линейного участка детектирования ( $P_{\text{д}} < 2\Delta f_{\text{max}}$ ) или из-за неточной настройки, когда центральная частота ЧМ-сигнала точно не равна промежуточной частоте, на которую настроен детектор. Первая причина устраняется соответствующим выбором линейного участка, вторая — использованием системы АПЧ.

В РПТ с ЧМ-сигналами имеют место также искажения вследствие нелинейности тракта. Принимаемое колебание узкополосное, так как его девиация и модулирующая частота меньше несущей. Тогда спектр гармоник, возникающих при прохождении через нелинейный радиотракт, оказывается неперекрывающимся. В результате селективного выделения колебания вблизи несущей частоты удастся исключить появление в полосе пропускания продуктов нелинейного преобразования сигнала. Таким образом, нелинейные искажения за счет нелинейности амплитудной передаточной характеристики происходить не будут.

Однако нелинейные искажения возникают из-за зависимости фазовых параметров радиоприемного тракта от амплитуды входного воздействия. Влияние амплитуды сигнала или помехи на ФЧХ называется *амплитудно-фазовой конверсией* (АФК). Явление АФК может сопровождаться

изменением резонансной частоты тракта, его полосы пропускания, однако общим результатом является изменение ФЧХ.

В радиоприемных трактах АФК обусловлена: зависимостью времени запаздывания сигналов, проходящих через цепь, от амплитуды входного воздействия; изменением параметров межкаскадной связи; одновременным проявлением линейных и нелинейных искажений.

Рассмотрим теперь помехоустойчивость РПТ с ЧМ-сигналами при воздействии флуктуационной помехи. Если спектр помехи равномерен, то в узкой полосе частот, отстоящей от частоты  $f_c$ , на величину  $\Delta f$ , флуктуационная помеха считается квазигармонической и имеет мощность:

$$dP_{ш}(f) = H^2(f)df$$

где  $H^2(f)$  - спектральная плотность помехи.

Учитывая малый уровень помехи, можно не принимать во внимание взаимодействие в частотно-модулированном детекторе составляющих шумов, расположенных на различных участках шумового спектра, т.е. учитываются только составляющие в полосе  $f_c \pm F_{max}$ , где  $F_{max}$  - максимальная частота спектра сигнала. Тогда мощность шума на выходе детектора находится как результат суммирования отдельных элементарных мощностей:

$$P_{ш.вых} = \int_{-F_{max}}^{+F_{max}} dP_{ш.вых}(\Delta f)$$

Увеличение отношения С/Ш на выходе РПТ по сравнению с входным для флуктуационной помехи составляет  $B = \sqrt{3}M$ , а для импульсных помех  $B = 2M$ , т.е. выигрыш увеличивается с увеличением  $M$ , следовательно, с увеличением максимума девиации  $B = 3M^2 \frac{P_{грч}}{2F_{max}}$ . Однако при этом должна

увеличиться полоса РПТ, в результате чего уменьшится отношение С/Ш. Поэтому в каждом конкретном случае определяют оптимальное значение  $M$ . Например, для радиовещания с ЧМ при  $U_n \ll U_c$  составляет 5, что и принято в качестве стандарта.

Если величина помехи соизмерима с мощностью сигнала, то вектор суммарного колебания имеет значительные фазовые отклонения (рис.5.11), а следовательно, и большую паразитную частотную модуляцию.

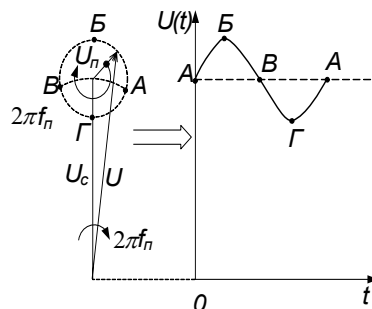


Рис.5.11

Так, при  $U_n = U_c$  максимальный фазовый сдвиг стремится к  $\pm\pi/2$ . Если же  $U_n >$

$>U_c$ , то он достигает значений  $\pm 2\pi$ . Результатом этого могут стать резкие скачки угла ф и, следовательно, выходного отклика ЧМ-детектора.

Для сравнения эффективностей радиоприема с различными типами модуляции на рис.5.12 приведены зависимости, определяющие вид функций отношения сигнал-помеха на выходе РПТ для АМ-, ОБП- и ЧМ-сигналов от отношения сигнал-помеха на входе РПТ.

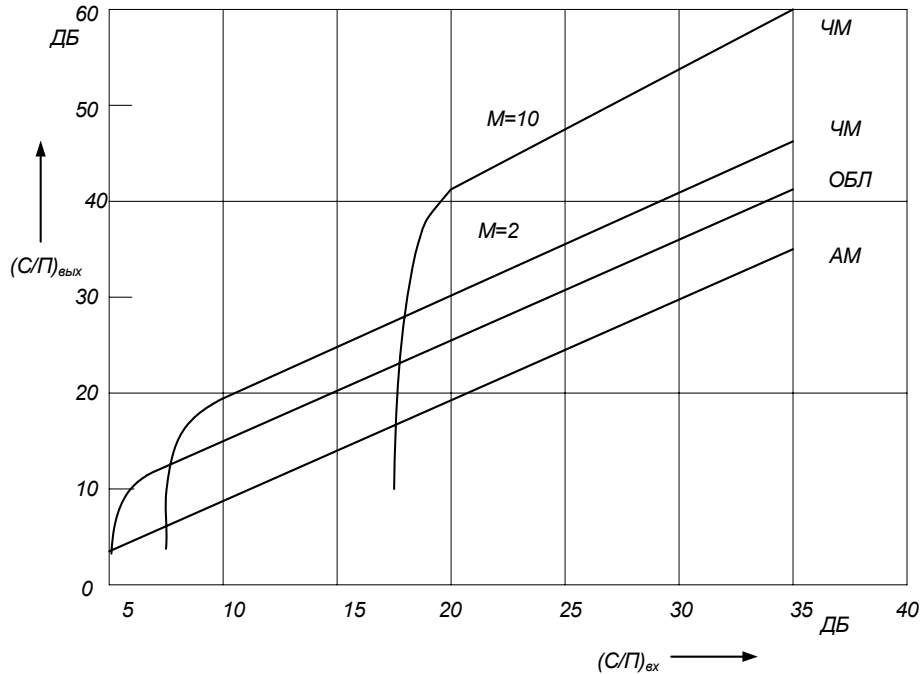


Рис.5.12

Видно, что в случаях с ЧМ-сигналами, несмотря на общую высокую эффективность, проявляется пороговый эффект при уменьшении отношения сигнал-помеха на входе и прием становится вообще невозможным.

#### 5.4. РАДИОПРИЕМ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

*Дискретный сигнал* - это сигнал с ограниченным числом возможных значений. Наиболее распространены двоичные дискретные сигналы с посылками, эквивалентными 0 и 1. Комбинации элементарных посылок кодируют символы, знаки, слова и цифры, а в выходном устройстве дискретные последовательности регистрируются и декодируются.

Основными характеристиками РПТ дискретных сигналов являются скорость работы в радиоканале, вид модуляции (по отношению к радиоимпульсным сигналам модуляция называется *манипуляцией*) и ширина спектра сигнала.

Скорость передачи информации определяется количеством передачи элементарных посылок, передаваемых в единицу времени:

$$V_0 = 1/\tau_0$$

где  $\tau_0$  - длительность одной посылки и измеряется в бодах. Скорость передачи данных  $V_0$ , больше информационной скорости  $I = F_D m$ , поскольку

в результате использования помехоустойчивого кодирования в сигнал дополнительного к информационным посылкам вводят избыточные, проверочные и т.п. символы.

Производными параметрами скорости являются количество стандартных слов, передаваемых за одну минуту, и частота манипуляции, которая равна частоте первой гармоники передаваемой двоичной последовательности ( $F_{ман} = 1/(2\tau_0)$ ).

Дискретный радиосигнал, принятый импульсным РПТ, представляет собой одиночные импульсы либо их последовательность. Для передачи дискретных сообщений наиболее широко используются амплитудноимпульсная манипуляция (АИМ), широтно-импульсная манипуляция (ШИМ), частотно-импульсная манипуляция (ЧИМ), фазоимпульсная манипуляция (ФИМ).

Энергетические спектры дискретных сигналов сосредоточены в относительно узкой полосе частот. Практически 90% энергии сигнала сосредоточено в полосе  $2F_{ман} = 1/\tau_0$ .

Полоса пропускания для приема дискретного сигнала с АИМ должна быть не менее  $2F_{ман}$ . Расширив эту полосу в  $k$ -раз, можно уменьшить искажения принимаемых сигналов. Обычно достаточно выбрать  $k=2...3$  для хорошего приема радиоимпульсного сигнала. Тогда, с учетом нестабильности генератора РПДУ и гетеродина РПТ результирующая полоса пропускания РПТ:  $P=(4..6)F_{ман}+\Delta f_{нест}$ .

Приблизительно так же выбирается полоса пропускания РПТ дискретных сигналов с ФИМ. Для выбора полосы при приеме сигналов с ЧИМ следует учесть разнос между частотами  $f_1$  и  $f_2$ , на которых последовательно передаются посылки  $f_1 = f_0 - \Delta f$  и  $f_2 = f_0 + \Delta f$ . Тогда требуемая полоса

$$P = (1,1)F_{ман} + 2,6\Delta f + \Delta f_{нест}$$

Итак, к особенностям РПУ дискретных сигналов по сравнению с РПТ непрерывных сигналов относятся: специальный выбор полосы пропускания селективного тракта РПТ, обеспечивающий минимальные искажения, либо максимальное отношение С/Ш; использование соответствующего детектора, выполняющего функции разделения отдельных сигналов в случае приема в многоканальных системах передачи сообщений; наличие устройств дополнительной обработки дискретных сигналов для увеличения помехоустойчивости приема; использование специальных выходных устройств (ЭВМ, телефакс и т.д.).

Скачок амплитуды, фазы или частоты при манипуляции характеризуется довольно широким спектром. Ограничение полосы пропускания РПУ, имеющей меньшее значение, чем полученное ранее, приводит к искажению формы сигнала, что может вызвать ошибки в сообщении. Очевидно, что наибольшие искажения происходят в узкополосном тракте промежуточной частоты и в детекторе, где используются инерционные элементы.

Искажения формы радиоимпульса связаны с ограничением полосы пропускания УПЧ (рис.5.13). Искажения характеризуются временем запаздывания  $t_3$ , временем нарастания  $t_H$ , временем спада  $t_{сп}$ , а также максимальным выбросом  $\delta$ .

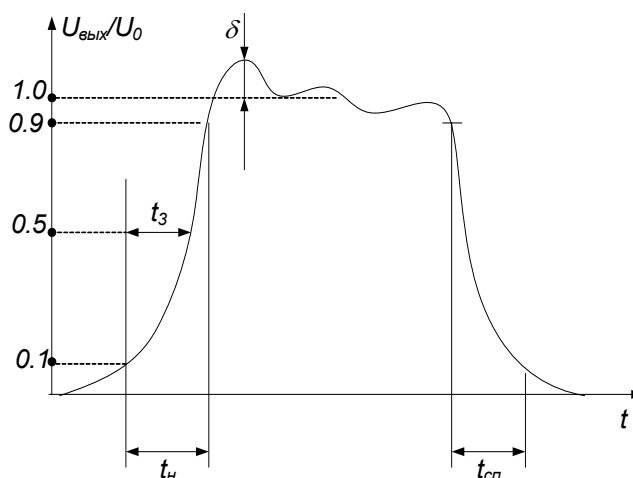


Рис.5.13

Изменения передних и задних фронтов могут привести к наложению отдельных посылок друг на друга и возникновению межсимвольных искажений (рис.5.14).

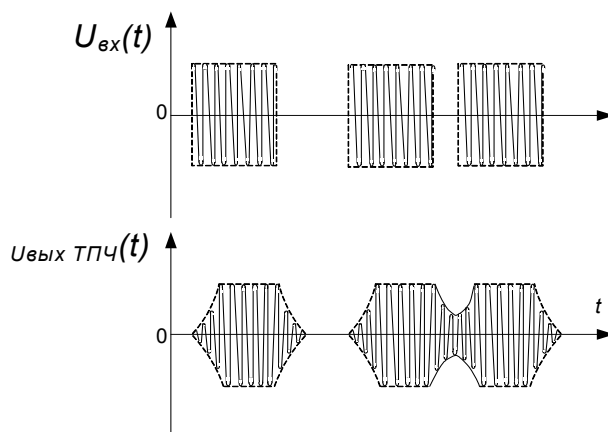


Рис.5.14.

При приеме импульсных сигналов предъявляются различные требования к результатам приема импульсных сообщений: воспроизведение с заданной точностью каждого импульса, что требует контроля  $t_3$ ,  $t_H$ ,  $t_{сп}$ ,  $\delta$ ; получение максимального отношения  $C/Ш$  в узкополосном тракте форма импульса значения не имеет.

Рассмотрим возможность контроля искажений радиоимпульсного сигнала в усилителе с одиночными одинаково настроенными контурами. Здесь коэффициент усиления тракта

$$K_{\Sigma} = K^n,$$

где  $K$ - коэффициент усиления одиночного каскада, равный  $K_0 / (1 + j\xi)$ ;  $K_0$  - коэффициент передачи каскада на резонансной частоте;

$\xi = 2\Delta f Q / f_0$  - относительная расстройка.

Тогда усиленный сигнал на выходе тракта

$$U_{\text{вых}}(\tau) = K_0 U_0 \left(1 - e^{-\tau} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\tau^m}{m}\right)$$

где  $\tau = 2\pi f_0 t / (2Q)$  - относительное время.

Для различного числа селективных каскадов в РПТ относительные отклики на выходе тракта приведены на рис.5.15. Видно, что на плоской части импульсов отсутствует выброс, т.е. чем выше число каскадов, тем больше время нарастания.

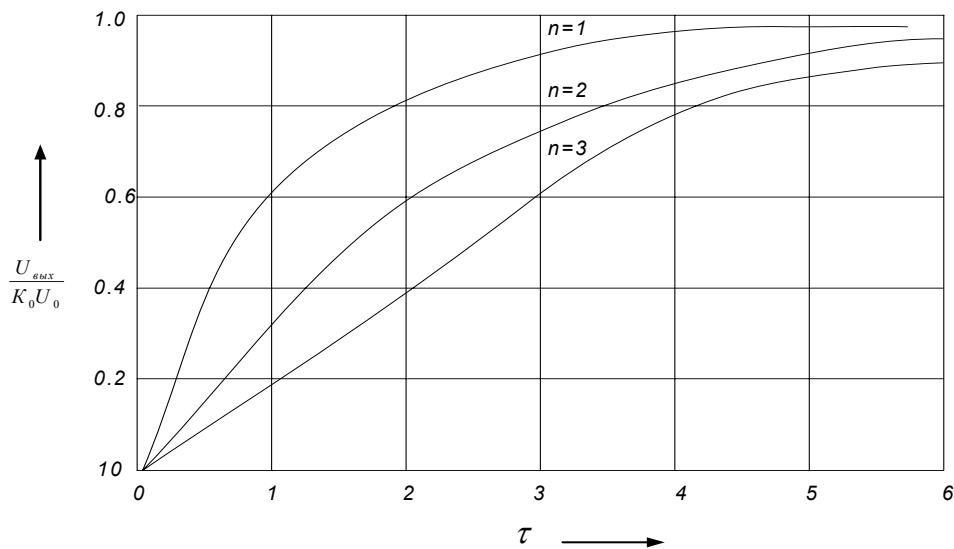


Рис.5.15

Пользуясь таким семейством характеристик, можно для заданного значения  $\tau_n$  определить время нарастания при заданных  $t_n$  характеристиках усилителей и их числе  $n$  :

$$t_n = 2Q\tau_n / (2\pi f_0 t)$$

Например, уменьшение потребует снижения  $Q$ , следовательно, расширится полоса пропускания РПТ. Очевидно, что  $\Pi t_n = const \approx 0,7$  Максимальная полоса для данного типа УПЧ ограничивается единицами мегагерц. При этом  $t_n > 0,2...0,3$  мкс.

Искажения могут быть снижены при переходе к системе с одиночными взаимнорасстроенным контурам или к двухконтурным структурам, так как в данных усилителях возможна реализация более широкой полосы (5...6 МГц). Для случая  $n = 2$  с обобщенной расстройкой  $\xi = 2\Delta f Q / f_0$ , где  $\Delta f$  - расстройка каждого из контуров, относительно центральной частоты  $f_0$ , можно получить график нормированного отклика (рис.5.16). Для двухконтурного фильтра вместо  $\xi$  подставляется  $\beta = K_{св} Q$  параметр связи, где  $K_{св}$  - коэффициент связи между контурами. В трактах данного типа возможен выброс, причем его величина увеличивается с увеличением



расстройки. В реальных системах величину  $\beta$  задают и принимают равной единице, поскольку при увеличении  $\xi$  значительно увеличивается выброс  $\delta$ .

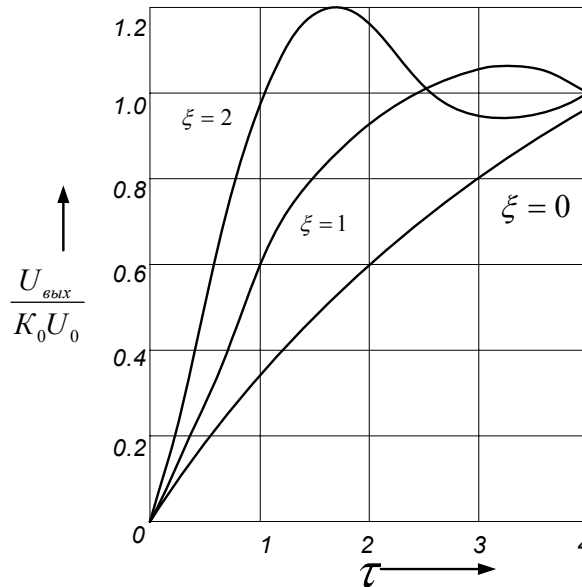


Рис.5.16

При желании реализовать максимум отношения С/Ш на выходе РПТ необходимо рассмотреть оптимальную полосу пропускания, т.е. полосу, при которой отношение С/Ш стремится к максимуму. Существование такой полосы объясняется следующими причинами. При узких полосах пропускания сигнал не успевает установиться на выходе РПТ и поэтому оказывается малым. При широких полосах сигнал регистрируется хорошо, но заметны также и шумы, что уменьшает отношение С/Ш. Таким образом, существует оптимальное значение полосы, при которой отношение С/Ш максимально:

$$P_{\text{опт}} \approx 1,37 / \tau_n$$

где  $\tau_n$  - длительность радиоимпульса. Фильтры, удовлетворяющие этому условию называются *квазиоптимальными*.

При приеме дискретных сигналов с АИМ необходимо определить вид кодовой посылки (0 или 1) в соответствии с правилом: если входное воздействие превышает порог, то сигнал регистрируется как единица, если ниже - как ноль (рис.5.17). При достижении помехой определенного порогового уровня возможно поражение кодовых посылок "1" и "0" (рис.5.18).

Вероятность поражения приемника определяется вероятностью поражения посылок "0 и 1":

$$P = 0,5 \exp\left(-\frac{E_0^2}{2\sigma_n^2}\right) + 0,5 \exp\left(1 - \exp\left(-\frac{E_0^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_c^2)}\right)\right)$$

где  $\sigma_n^2, \sigma_c^2$  - среднеквадратические значения уровней помехи и сигнала соответственно.

Вероятность поражения зависит от отношения сигнал-помеха в месте приема ( $C/P = \sigma_c / \sigma_n$ ) и имеет минимум, который может быть достигнут выбором соответствующего порога (рис.5.19). Наличие оптимума имеет физический смысл: с увеличением порога возрастает вероятность поражения уровня "1", с уменьшением порога увеличивается вероятность поражения уровня "0". Поэтому существует значение  $E_0$ , при котором вероятность поражения с учетом "0" и "1" будет наименьшей. Понятно, что изменение ЭМО требует автоматической смены порога.

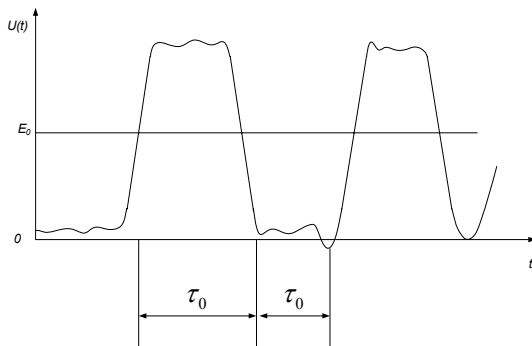


Рис.5.17

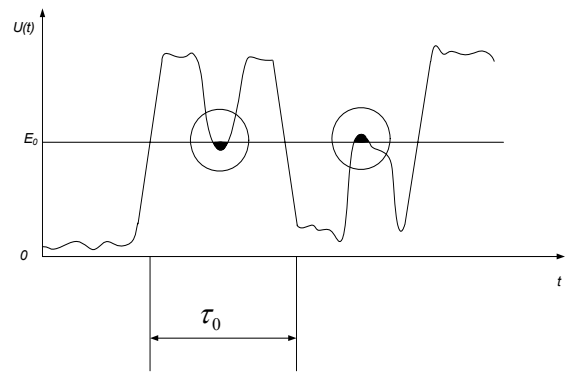


Рис.5.18

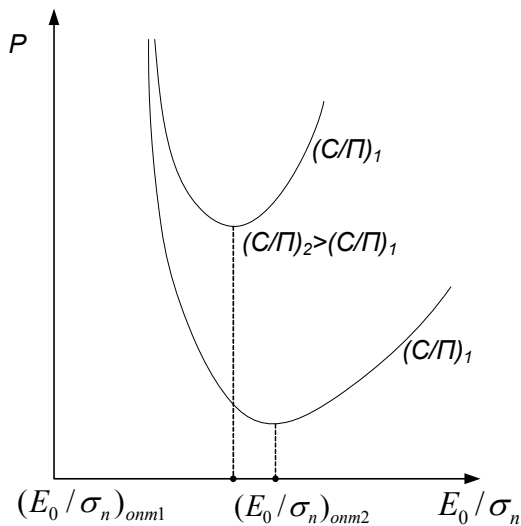


Рис.5.19

Прием дискретных сигналов с ЧМн находит также широкое применение в связи с повышенной помехоустойчивостью. При ЧМн в любой момент времени излучается только одно колебание, соответствующее посылке "0" или "1". Если использовать фильтрацию этих посылок на низкой частоте ( $F_1$  или  $F_2$ ), то в каждый момент времени напряжение сигнала будет лишь на выходе одного из фильтров.

В структуре демодулятора (рис.5.20) детекторы АД<sub>1</sub> и АД<sub>2</sub> в амплитудном канале с нагрузками R<sub>1</sub>C<sub>1</sub> и R<sub>2</sub>C<sub>2</sub> выделяют сигналы соответствующих каналов противоположной полярности.

При воздействии флуктуационной помехи вероятность поражения определяется вероятностью поражения посылок, однако в отличие от АМ<sub>н</sub>, здесь вероятность поражения "0" или "1" определяется вероятностью превышения помехой в канале, где в данный момент отсутствует сигнал, суммы сигнала и помехи в другом канале. Поэтому вероятность будет определяться выражением

$$P = 0,5 \exp(-(C/P)_{\text{вых}} / 2)$$

где  $(C/P)_{\text{вых}} = U_c^2 / (2\sigma_n^2)$  - отношение сигнал-помеха на выходе демодулятора.

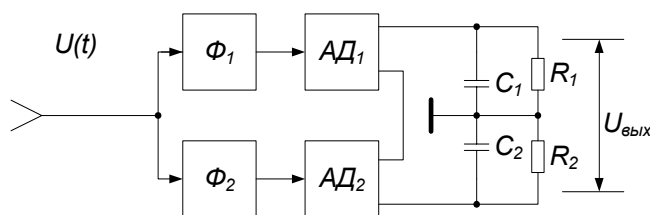


Рис.5.20

Видно, что уменьшение вероятности поражения радиоприема возможно при сужении полосы пропускания канальных фильтров. Однако это может привести к возникновению межсимвольных искажений. Поэтому существует оптимальная полоса, обеспечивающая максимальное отношение сигнал-помеха при допустимой величине межсимвольных искажений. Для детектирования сигнала с ФМн требуется восстановление на приемной стороне гармонического опорного напряжения. Структура генератора опорного напряжения приведена на рис.5.21.

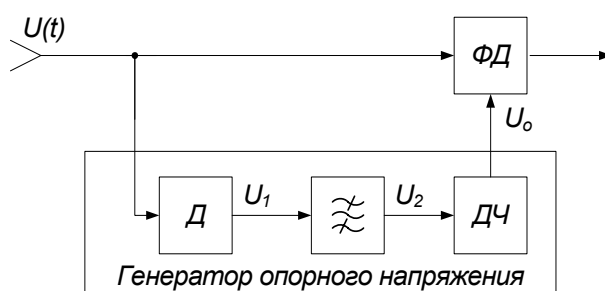


Рис.5.21

Манипулированный по фазе сигнал поступает на двухполупериодный детектор (Д), с выхода которого полученное напряжение U<sub>1</sub> поступает в цепь фильтра, где выделяется удвоенная частота сигнала (рис.5.22). Разделив ее на 2 в делителе частоты (ДЧ), получают опорное колебание U<sub>0</sub>, которое используется для фазового детектирования.

При воздействии помехи на РПТ с ФИМ может возникнуть скачкообразный перескок фазы  $U_0$ , тогда вместо посылки одного знака появляется посылка другого знака. Этот процесс называется *обратной работой*. Для устранения поражения такого вида используется фазоразностный метод, основанный на сравнении приходящей посылки с фазой предыдущей. Такое сравнение приводит к уменьшению вероятности поражения радиоприема с ФМн.

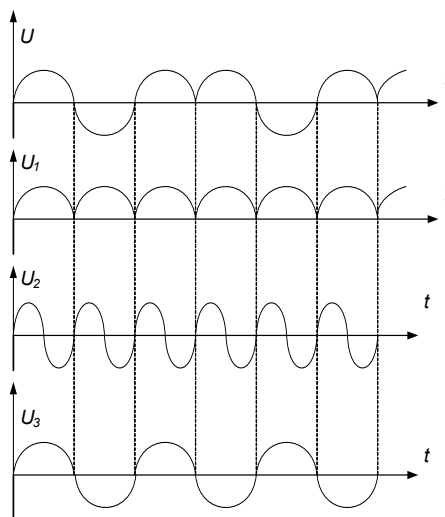


Рис.5.22

Сравнительная оценка помехоустойчивости приема АМн, ЧМн и ФМн может быть получена с учетом зависимостей вероятности ошибок в функции отношения  $C/Ш$  на входе РПТ (рис.5.23).

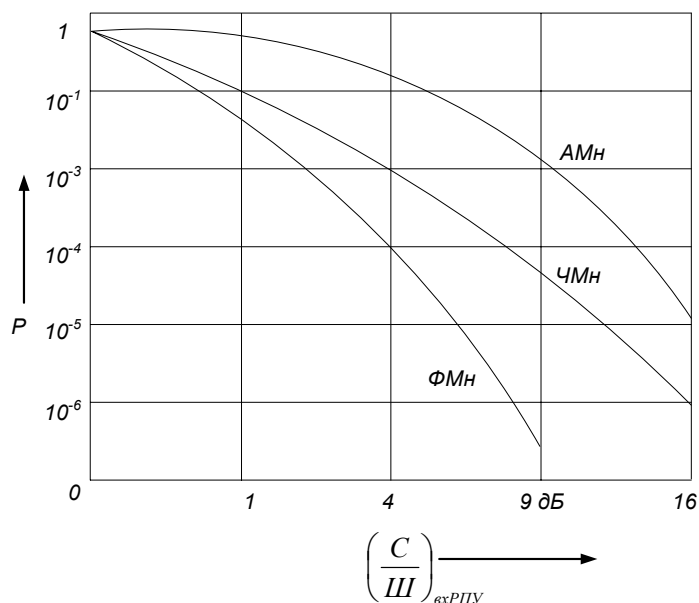


Рис.5.23.

## 6. ОСОБЕННОСТИ РПУРАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

### 6.1. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ РПУ

Система звукового и телевизионного радиовещания является самой большой радиосистемой, имеющей планетарные масштабы, и в ней радиовещательный приемник - самое массовое устройство. В настоящее время в мире насчитывается более 1 млрд. радиовещательных РПТ.

Радиовещательные РПТ предназначены для приема информационномузыкальных программ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ.

Основная тенденция развития радиовещательных РПТ - повышение качества трансляции. Для высококачественного воспроизведения речевых программ полоса принимаемых частот составляет 0,007...7,0 кГц, а для музыкальных трансляций - 0,02...15 кГц.

Однако насыщенность длинноволнового и средневолнового диапазонов индустриальными и атмосферными помехами и использование слабопомехозащищенных АМ-сигналов не позволяют обеспечивать высокое качество воспроизведения несмотря на относительно невысокую станционную загрузку. Перегруженность коротковолнового диапазона и условия распространения радиоволн также не позволяют надеяться на получение сигналов высокого качества.

Требованиям высококачественного воспроизведения в наибольшей степени отвечает диапазон УКВ, в котором низок уровень промышленных, станционных и атмосферных помех. Его относительная высокочастотность позволяет использовать преимущества широкополосной ЧМ. Так, полоса радиосигнала с  $F_{max} = 15$  кГц и  $M = 5$  составляет 180...230 кГц.

Кроме того, возможна стереофоническая трансляция, обеспечивающая натуральность звучания и прием дополнительной информации, распространяемой в составе радиовещательного сигнала по системе RDS, DARC и др., что позволяет обеспечить: автоматическую настройку, управление и коммутацию ЧМ- приемника; прием радиотекста, дорожной информации и навигацию транспорта, предупреждение чрезвычайных ситуаций и радио-пейджинг. Но вместе с тем, радиовещание на УКВ имеет небольшой радиус действия, ограниченный областью прямой видимости. Кроме того проявляется многолучевость, не позволяющая обеспечивать качественный радио-прием на подвижных объектах.

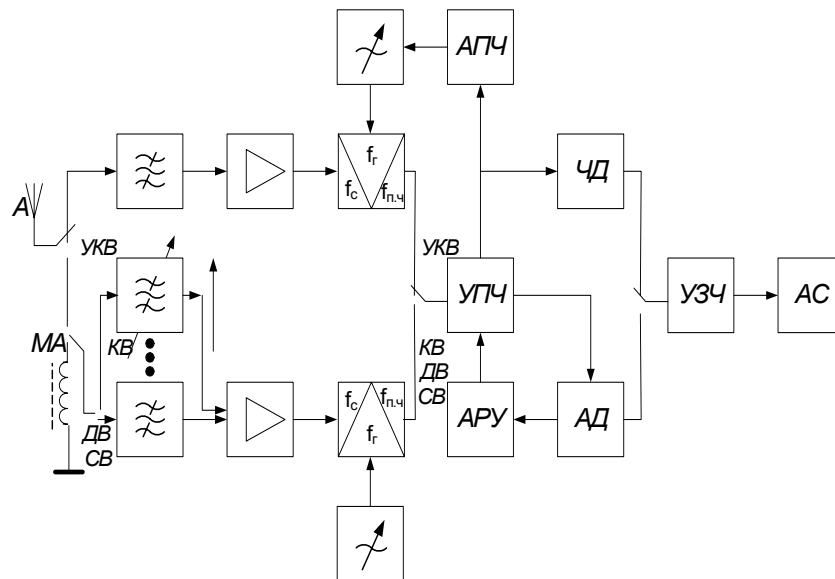


Рис.6.1.

Большинство радиовещательных РПУ всеволновые, т.е. обеспечивают прием сигналов во всех диапазонах. В зависимости от условий эксплуатации РПУ подразделяются на стационарные, переносные и автомобильные, а по комплексу электрических и потребительских характеристик - на 3 группы сложности: нулевую, первую и вторую.

Несмотря на значительное разнообразие, все радиовещательные РПУ имеют сходную супергетеродинную схему построения (рис.6.1). Прием вещательных программ в диапазонах ДВ и СВ ведется на магнитную антенну, а в диапазонах КВ и УКВ - на штыревую. Исключение составляют автомобильные РПУ, в которых радиоприем во всех диапазонах осуществляется на штыревую антенну.

Сигнал от антенны поступает во входные резонансные цепи, коммутируемые в соответствии с требуемым диапазоном, и усиливается в УРЧ. После преобразования АМ- и ЧМ-сигналы отдельно усиливаются в двухканальном (редко одноканальном) УПЧ. Фильтры УПЧ для приема АМ-сигналов настроены на 465 кГц, а при приеме ЧМ-сигналов промежуточная частота составляет 10,7 МГц. Затем АМ- и ЧМ-сигналы отдельно детектируются и после усиления в усилителе звуковой частоты (УЗЧ) подаются на громкоговоритель или акустическую систему.

Управление РПУ осуществляется системой настройки входных и гетеродинных цепей, АРУ (и иногда АРЧ) и АПЧ. Блок управления может включать микропроцессор с системой отображения информации.

Параметры современных радиовещательных РПУ весьма высоки: чувствительность при отношении  $C/Ш = 26$  дБ в диапазоне УКВ составляет 0,7 мкВ, в диапазоне ДВ, СВ, КВ - 2...10 мкВ; избирательность - не менее 80 дБ; коэффициент гармоник - 0,5...0,05%. Все это связано с внедрением в радиовещание новейших достижений теории и техники радиоприема и современных технологий.

Наряду с аналоговыми РПТ все большее распространение находят цифровые системы. Перспективы перехода к цифровому вещанию связаны с высоким качеством трансляций, удобством сочетания с системами цифровой звукозаписи и звуковоспроизведения, простотой перехода к многоканальному режиму (сотни и тысячи высококачественных вещательных программ), удобством консервации любого числа программ, возможностью построения РПТ произвольной сложности на базе ограниченного набора цифровых компонентов.

При цифровом радиовещании на передающей стороне радиоканала происходит преобразование аналогового сигнала в цифровой. Дискретные отсчеты уровней сигнала передаются с помощью двоичного цифрового кода. Для качественного воспроизведения с отношением С/Ш = 90 дБ число уровней квантования должно составлять 1024. Для сокращения числа уровней квантования можно компрессировать сигнал. Затем этот сигнал манипулирует несущее колебание РПДУ (ЧИМ, ФИМ, и т.п.) и излучается в эфир. Поскольку спектры таких сигналов широкополосны, их передают в диапазонах УКВ и СВЧ с помощью наземных или спутниковых станций.

Сигнал принимается направленной антенной и поступает в РПТ с типовой структурой (рис.6.2). РПТ содержит аналоговый частотно-преобразовательный тракт (АЧПТ), декодер (ДК), мультиплексор (М), процессор (П) и дисплей и оконечные устройства.

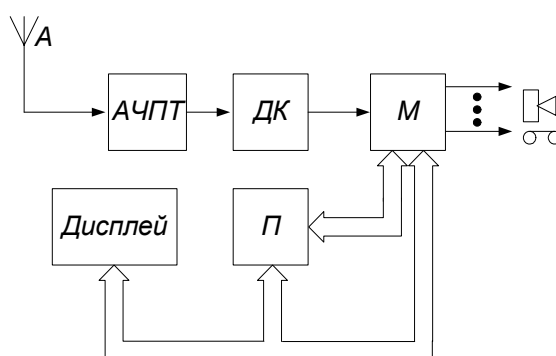


Рис.6.2

## 6.2. РПУ ПЕРСОНАЛЬНОГО РАДИОВЫЗОВА

Успехи радиоприемной техники становятся особенно заметными, когда они реализуются в принципиально новых массовых конструкциях. На сегодняшний день такими устройствами являются РПУ персонального вызова.

Впервые система персонального вызова была введена в Токио и оказалась настолько эффективной, что в скором времени ее услугами стало пользоваться более 100 тыс. абонентов. При необходимости вызова абонента вызывающий набирает присвоенный абоненту номер на обычном телефонном аппарате. Сигнал вызова поступает через телефонную сеть на

центральную станцию, преобразуется в кодированный радиосигнал и передается абоненту на специально выделенной для службы этого вида частоте в метровом диапазоне волн(40, 150 либо 280 МГц) или дециметровом диапазоне(450 или 900МГц). Для обслуживания большой территории имеется несколько подстанций, радиус действия каждой из которых - несколько километров. Вызов передается за 1,5...2 с. Вызывной сигнал действует на все РПУ, но приводит к срабатыванию только того из них, в котором декодирующее устройство настроено на соответствующий кодированный номер.

На сегодняшний день перспективы развития СПРВ связана с обеспечением двусторонней радиосвязи, что позволяет гарантировать подтверждение получения сообщений и получить ответ на него. Такие двусторонние устройства получили название твейджеров. Твейджер включает в себя передатчик мощностью около 1 Вт и приемное устройство. Частота передачи – 848МГц, а приема -148МГц. В устройстве запрограммировано до 32 – х различных сообщений, которые абонент может переслать на головную станцию, мобильный телефон, либо обычный пейджер.

### 6.3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ РПУ

Спектр входного телевизионного сигнала представляет собой амплитудно-модулированную несущую изображения с частичным подавлением одной боковой полосы и частотно-модулированную поднесущую звукового сопровождения (рис.6.3).

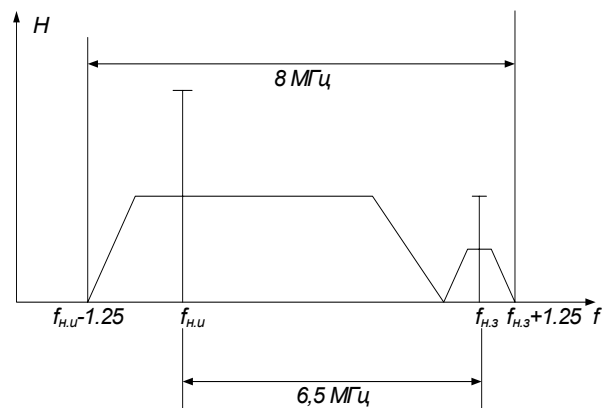


Рис.6.3

Телевизор представляет собой двухканальной РПУ для обеспечения одновременного приема сигналов изображения и звукового сопровождения. По конструктивно-технологическим соображениям обычно телевизионное РПУ реализуют с объединенным радиотрактом и разделением каналов изображения и звука после детектора (рис.6.4). Входной сигнал после настройки, усиления, преобразования, фильтрации и детектирования в видеодетекторе разделяется на составляющие изображения и звука. Видеосигнал изображения после усиления в видеоусилителе подается на



кинескоп и одновременно в блок синхронизации и разверток изображения, а составляющая звука после детектирования в ЧД и усиления в УЗЧ - на звуковую головку.

Для обеспечения нормальной яркости и контрастности в пределах зоны обслуживания РПДУ предусмотрена система АРУ. В качестве регулирующего напряжения АРУ используются импульсы синхронизации, амплитуда которых не зависит от характера изображения (рис.6.5).

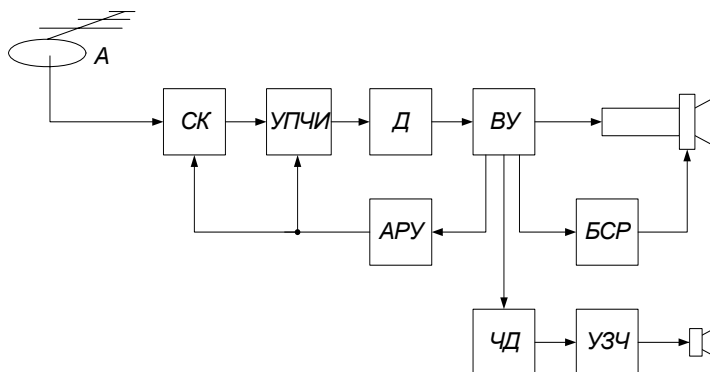


Рис.6.4

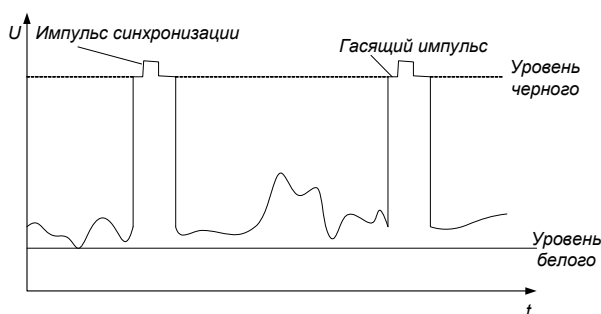


Рис.6.5.

В цветном телевизионном вещании передаются три цвета изображения: красный (R), зеленый (G) и синий (B). На передающей стороне цветные сигналы складываются с определенными весовыми коэффициентами, образуя яркостный сигнал. При приеме информация о яркости каждого цвета получается с выходов трех каналов. В спектре радиосигнала наибольшую полосу занимает суммарный сигнал, а полосы цветоразностных сигналов составляют по 1,5 МГц. Цветоразностные сигналы передаются поочередно: на одной строке изображения - один из них, а на следующей - другой. Для их передачи служат две ЧМ-поднесущие, которые расположены внутри полосы яркостного сигнала. Такое расположение возможно вследствие неравномерного характера яркостного спектра.

Структура цветного телевизионного приемника показана на рис.6.6.

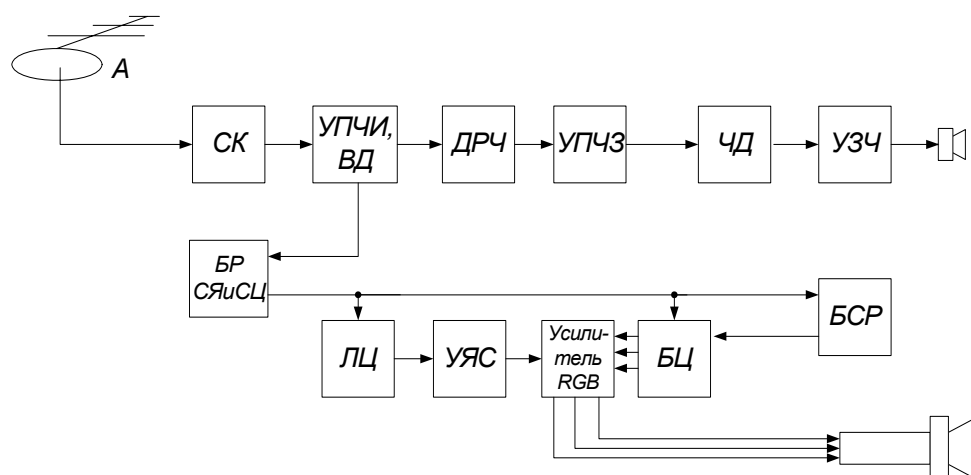


Рис.6.6.

Сигналы промежуточных частот с выхода селектора каналов поступают на усилитель промежуточной частоты изображения (УПЧИ) и видеодетектор (ВД), на выходе которого выделяется сигнал звукового сопровождения на разностной частоте 6,5 МГц. Этот сигнал затем поступает на усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ) и далее, после детектирования, подается через усилитель звуковой частоты (УЗЧ) на звуковую головку.

С выхода модуля УПЧИ протектированный радиочастотный сигнал через линию задержки (ЛЗ) сигнала яркости поступает на усилитель полного телевизионного сигнала (УПТС). Телевизионный сигнал подается также в блок цветности (БЦ) и блок синхронизации и разверток (БСР).

УПТС предназначен для усиления и регулировки контрастности и яркости изображения. В БЦ осуществляется преобразование ЧМ-сигналов цветности, передаваемых последовательно по строкам, в цветоразностные сигналы. Полученные цветоразностные сигналы красного, зеленого и синего цветов вместе с сигналом яркости подаются на усилитель R, G, B, где происходит их матрицирование (получение сигналов основных цветов) и усиление. Затем сигналы трех основных цветов подаются на соответствующие катоды электронных пушек кинескопа.

#### 6.4. РПУ СВЧ ДИАПАЗОНА ДЛЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ

С увеличением частоты, используемой для связи, существенно возрастает число каналов, одновременно передаваемых независимыми источниками информации. Так, например, для радиорелейной связи и связи с помощью искусственных спутников Земли характерна одновременная передача тысяч телефонных каналов.

В СВЧ диапазоне работают различные радиосистемы, в числе которых многоканальные радиорелейные линии, линии радиосвязи, спутниковые радиолинии, радиотелескопы и др. Основными особенностями этих систем являются сравнительно малый уровень внешних помех и нестационарность

характеристик радиоканала, проявляющаяся в хаотическом изменении уровня сигнала в месте радиоприема.

Малый уровень внешних помех делает целесообразным принятие комплекса мер по уменьшению собственных шумов РПУ. Так, используются высокоэффективные остронаправленные антенны; конструкции волноводных линий, соединяющих антенну с РПУ, выполняются с максимальной добротностью; на входе РПУ включаются малошумящие усилители; практикуется охлаждение радиочастотных цепей жидким азотом; применяются порогоснижающие устройства. Для борьбы с нестационарностью канала связи используют различные алгоритмы разнесения, основанные на приеме нескольких сигналов, соответствующих одному источнику информации.

подавляющее число РПУ СВЧ диапазона выполнены по супергетеродинной схеме с многократным преобразованием частоты, что позволяет реализовывать высокую селекцию по соседним каналам приема. При этом подавление зеркального канала во входных цепях, несмотря на высокую добротность, незначительно, так как используются довольно низкие промежуточные частоты.

Однако при некотором усложнении преобразователя частот возможна компенсация зеркальных помех. Схема преобразователя приведена на рис.6.7. При подаче на вход устройства колебаний сигнала с частотой  $f_c$  и фазой  $\varphi_c$ , соответствующими основному каналу приема, и колебания с частотой зеркального канала  $f_{зк}$  и фазой  $\varphi_{зк}$  они через разветвитель попадают на смесители 1 и 2. На гетеродинные входы подаются колебания с частотой  $f_r$  и фазами  $\varphi_r + 90^\circ$  и  $\varphi_r$  соответственно. В результате на выходе смесителя 1 получают сигнал с частотой  $f_c - f_r$  и фазой  $\varphi_c - \varphi_r - 90^\circ$  и зеркальную помеху с частотой  $f_r - f_{зк}$  и фазой  $\varphi_r - \varphi_{зк} + 90^\circ$ , а на выходе смесителя 2 - сигнал и помеху с такими же преобразованными частотами и фазами соответственно  $\varphi_c - \varphi_r$  и  $\varphi_r - \varphi_{зк}$ . После фазовращателя, сдвигающего фазу в канале первого смесителя на  $90^\circ$ , сигналы каналов суммируются. Так как фазы сигналов в обоих каналах равны, колебания сигналов складываются. Помеха зеркального канала имеет в верхнем и нижнем трактах взаимно противоположные фазы, что при сложении приводит к ее компенсации. Схема компенсирует также гетеродинное колебание и его шумы.

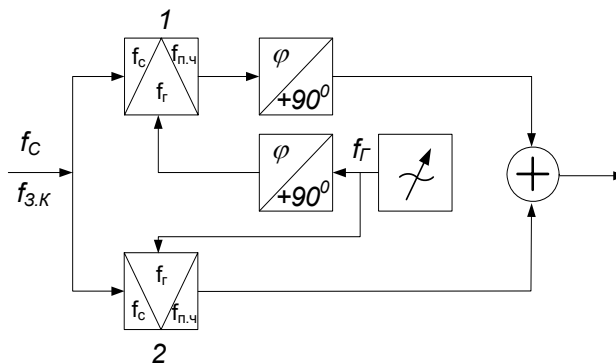


Рис.6.7

РПУ СВЧ диапазона довольно часто комплексируются с РПДУ и работают от одной антенны. Такое совмещение связано с определенными трудностями, так как даже малая часть энергии передатчика, попавшая на вход РПУ, приводит к его блокированию. Для ослабления действия передатчика на приемник волновод, подающий в антенну мощное колебание, и приемный волновод располагают так, чтобы волны из первого не проходили во второй. Такая развязка обеспечивается взаимно перпендикулярной поляризацией волн. Кроме того, используют резонансные развязывающие системы на входе приемника. Часто РПУ и РПДУ выполняют с различными рабочими частотами и применяют высокоселективные цепи на входе приемника.

Самой массовой СВЧ системой является система спутникового телевидения. Для спутникового телевидения выделены полосы частот 2,55...2,7 ГГц, 11,7...12,5 ГГц, 41...43 и 84...86 ГГц. Поскольку имеющиеся у пользователей телевизионные РПУ не приспособлены для приема программ в названных диапазонах и не обладают достаточной чувствительностью, в месте приема требуется осуществить дополнительную ретрансляцию с переносом спектра телевизионного радиосигнала в одну из полос, отведенных для телевидения в диапазоне метровых или дециметровых волн. Эту операцию выполняет конвертер.

Вследствие сравнительно небольшой мощности спутникового передатчика уровень сигнала в пунктах приема низок, и для удовлетворительного приема конвертер должен обладать возможно малым коэффициентом шума. Для минимизации потерь в радиоприемном тракте при комплексировании конвертера с антенной не используют соединительные линии. Конвертер размещается непосредственно на антенне, и в линию передаются уже усиленные сигналы первой промежуточной частоты. В системе спутникового телевизионного вещания используются антенны упрощенного типа с зеркалом диаметром не более 1...2 м.

Для обеспечения высокой помехоустойчивости приема передача ведется не с амплитудной модуляцией, которая принята во всех странах для телевизионного вещания, а с частотной. Соответственно добавляется еще один блок для преобразования ЧМ-сигнала в АМ-сигнал, соответствующий действующему телевизионному стандарту. Поскольку в систему добавлен еще один блок, в нем и выполняют операцию переноса спектра сигнала в телевизионный диапазон.

РПУ СВЧ диапазона широко используются для построения радиорелейных сетей связи. Здесь радиоприемный тракт выполняет функции ретранслятора. На рис.6.8 показана структура гетеродинного ретранслятора. Для преобразования принятого сигнала с частотой  $f_0$  в сигнал с промежуточной частотой  $f_{пр}$  служит смеситель 1. Для малоканальных радиорелейных линий низовой связи промежуточная

частота принимается равной 35 МГц, для магистральных и зонавых линий - 70 МГц и для линий большой емкости 140 МГц.

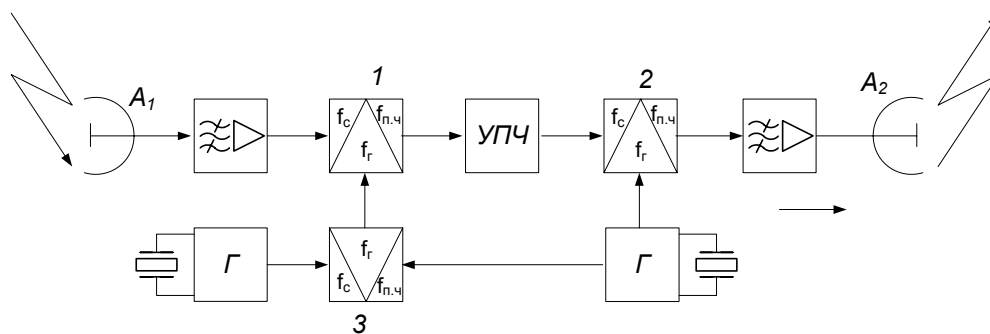


Рис.6.8

Усиленный в УПЧ сигнал поступает на второй смеситель 2, который переносит его на частоту  $f_0'$ . Частоты сигналов  $f_0$  и  $f_0'$  сдвинуты на величину  $\Delta f$  для обеспечения развязки приемного и передающего трактов. С целью поддержания стабильной частоты  $f_{пр}$  в структуре используются совмещенные гетеродины.

## 6.5. РПУ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ДАЛЬНЕЙ РАДИОСВЯЗИ

Быстрое развитие спутниковых систем дальней радиосвязи, позволяющих передавать почти неограниченные потоки информации на сколь угодно большие расстояния, привело к значительному уменьшению хозяйственного значения радиосвязи на декаметровых волнах. Однако на направлениях со сравнительно небольшим трафиком этот вид связи еще продолжает играть существенную роль благодаря простоте, невысокой стоимости и сравнительно малой энергоемкости оборудования. В морской подвижной службе декаметровая связь играет ключевую роль и, кроме того, остается важнейшим резервным средством связи. Поэтому во всех странах ведется интенсивное совершенствование сети приемных радиостанций.

К параметрам РПУ дальней связи предъявляют очень жесткие требования: чувствительность должна составлять доли микровольт, избирательность по побочным каналам приема - 120...130 дБ, относительная нестабильность частот гетеродина  $10^{-7} \dots 10^{-8}$ , время настройки на заданную частоту 10...100 мс.

Структура РПУ для дальней радиосвязи включает (рис.6.9): главный тракт приема (ГТП), синтезатор частоты, блок управления и отображения информации и оконечное устройство. В ГТП происходит предварительная селекция сигналов, двойное или тройное преобразование частоты, усиление и фильтрация на промежуточных частотах, детектирование. Синтезатор

частот служит для создания сетки высокостабильных дискретных частот. В конечном устройстве осуществляется обработка сигналов, в том числе и оптимальная. Управление трактом производится микропроцессором, который связан со всеми основными узлами РПУ.

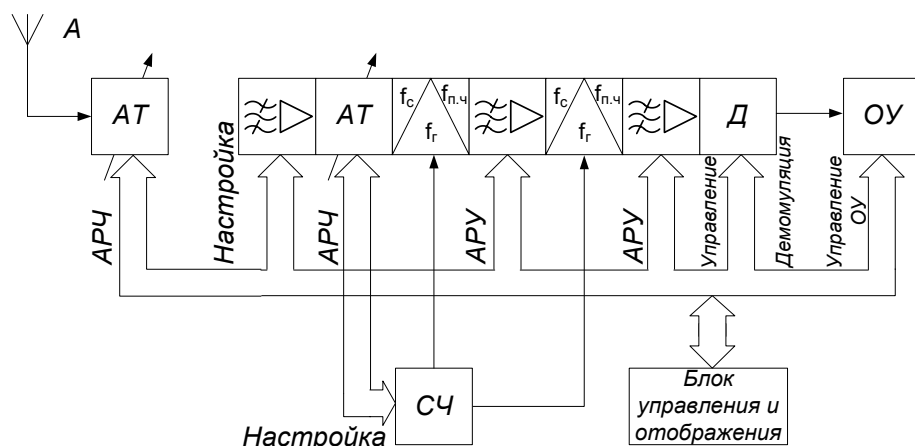


Рис.6.9.

При частотной перестройке происходит дискретная перестройка преселектора (двух- или трехконтурного). Для контроля точной настройки фильтров преселектора используется вспомогательный генератор сигналов (ГС). При смене вида принимаемого сигнала происходит коммутация фильтра второй промежуточной частоты. В зависимости от вида принимаемой информации выбирается соответствующий тип детектора.

Для защиты ГТП от мощных помех применяется адаптивная система управления аттенюаторами на его входе и в сечении первого смесителя. На пульт управления и отображения информации выводятся данные о частоте настройки, уровне и виде принимаемого сигнала, состоянии ЭМО и т.п.

## 6.6. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ РПУ

Радиолокационные РПУ входят в состав радиолокационных станций, назначением которых является обнаружение и определение координат и характеристик различных объектов (самолетов, судов, ракет и т.п.). Для этого объект облучается зондирующими сигналами (импульсными или непрерывными), которые после отражения от объекта принимаются и обрабатываются РПУ.

В импульсных системах зондирующий сигнал представляет собой радиоимпульс, который создается и излучается в эфир РПдУ. После отражения от цели он регистрируется в РПУ; при этом сигнал проходит общее расстояние  $2l$ , где  $l$  - расстояние до объекта. Для измерения расстояния фиксируют время прохождения импульса. Величину  $\Delta t$  измеряют с

помощью выходного устройства радиолокационной станции (индикатора, ЭВМ), затем определяют  $l$ :  $l = c\Delta t / 2$ , где  $c$  - скорость света.

Структура импульсной радиолокационной станции приведена на рис.10.10. Блок синхронизации (БС) вырабатывает синхроимпульсы, которые запускают импульсный передатчик, генерирующий короткие радиоимпульсы. Эти радиоимпульсы через антенный переключатель (АП) излучаются в пространство в направлении объекта. С помощью АП осуществляется автоматическое переключение антенны с передачи на прием и обратно, обеспечивающее защиту входа приемника от больших уровней импульсного сигнала РПДУ.

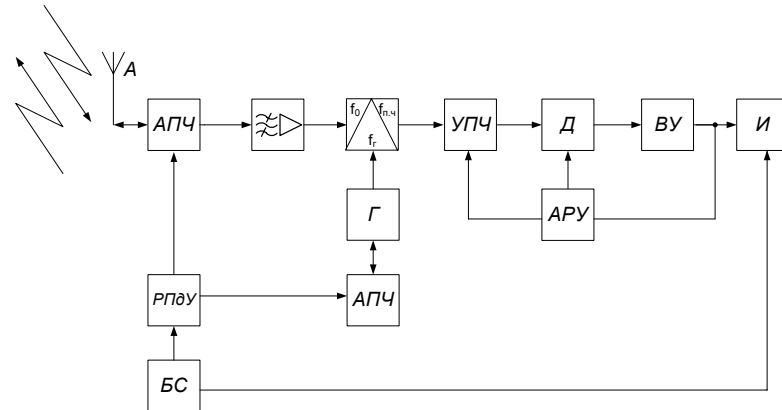


Рис.6.10

Отраженный от объекта радиоимпульс принимается антенной и через антенный переключатель (АП) подается на вход РПУ. Поскольку передаваемые и принимаемые радиоимпульсы разнесены по времени, возможно использование одной антенны. Сигнал с выхода АП усиливается малошумящим УРЧ, преобразуется в смесителе в сигнал промежуточной частоты, детектируется и после усиления подается на индикатор, куда приходит также синхронизирующий импульс, определивший запуск. Измеряя разницу  $\Delta t$ , определяют дальность  $l$ .

В радиолокационных станциях с непрерывным излучением используется информация о разности частот, излученных РПДУ и принятых РПУ после отражения от объектов колебаний. Эта разность равна доплеровской частоте:

$$F_{\text{доп}} = 2\nu f / c$$

где  $\nu$  - скорость движения цели;  $f$  - частота излучаемого колебания;  $c$  - скорость света.

Структура станции показана на рис.6.11.

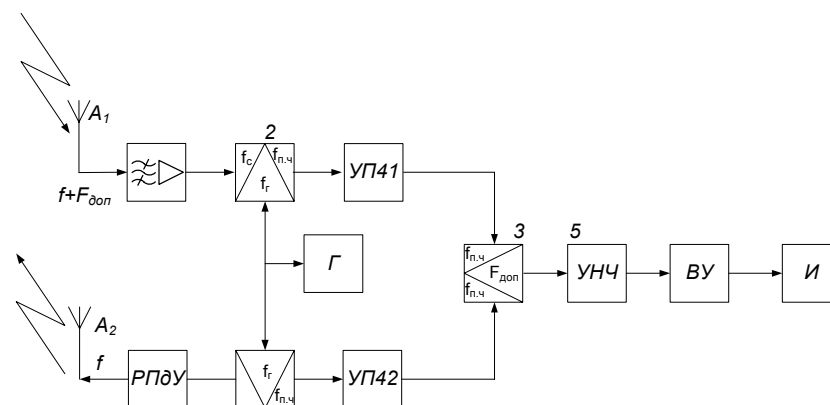


Рис.6.11

Она содержит два канала. Антенна 2 излучает колебание с частотой  $f$ . Антенна 1 принимает колебание с частотой  $f + F_{\text{доп}}$ . Если РПУ и РПДУ расположены близко, то разница частот будет определяться только  $F_{\text{доп}}$ , т.е. скоростью движения объекта. Смеситель 3 выделяет разницу частот  $F_{\text{доп}}$ , которая регистрируется окончательным устройством.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Чуть больше века прошло с момента открытия радио, но за эти годы теория и техника радиоприема совершили гигантский скачек от простейших приемников Попова и Маркони до современных сложнейших устройств, обеспечивающих надежность радиоканала, сравнимую с проводной связью.

Ключевым принципом построения современного радиоприемника является системный принцип. Системный принцип положен и в основу изложения материала в книге. Такое построение позволяет читателю при необходимости без труда дополнить изложение новыми сведениями, расширив и углубив свои знания.

Современная радиоприемная техника в существенной мере определяет динамику развития общества и если Вам пришлось по душе введение в эту захватывающую область знаний, полагаю в скором времени найдется повод еще раз обратиться к книге и углубить свои знания.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоприемные устройства. Под ред. Н.Н.Фомина. - М.: Радио и связь, 2003. –520с.
2. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов. –М.: Издательский центр «Академия», 2004. -528 с.
3. Головин О.В. Радиоприемные устройства. -М.: Горячая линия-Телеком, 2002.-384 с.
4. Богданович Б.М., Окулич Н.И. Радиоприемные устройства. -Мн.: Выш. шк., 1991. - 428с.
5. Радиовещание и электроакустика: Уч. пособие. Под ред. Ю.А. Ковалгина. М.: Радио и связь, 1998.-790 с.
6. Тихонов В.И., Шахтарин Б.И., Сизых В.В. Случайные процессы. Примеры и задачи. Т. 1-3. Учеб. пособие для вузов. –М.: Радио и связь, 2004.
7. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
8. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи. М.: Новое знание, 2003, 752 с.
9. Чердынцев В.А., Козел В.М., Дорошевич М.В. Прием сигналов на фоне помех. Мн.: БГУИР, 1999, 174 с.
10. Чердынцев, В. А. Оптимизация информационных систем: Уч. пособие. Мн.: БГУИР, 2005. -180 с.
11. Малевич И.Ю. Радиоприемные устройства. Мозырь: Белый ветер, 2000.-204с.