СОДЕРЖАНИЕ

Введение 3

Глава первая. **Основы ЧМ и устройство приемника ЧМ сигналов** 6
- Спектр ЧМ сигнала 6
- Приемник ЧМ с обычным частотным детектором. Выигрыш при ЧМ 8
- Пороговые явления в приемниках ЧМ сигналов 10
- Типы и характеристики обычных детекторов ЧМ 13
- Параметры приемников ЧМ сигналов 16

Глава вторая. **Обратная связь по частоте и следящие фильтры** . . 20
- Супергетеродинный приемник с обратной связью по частоте . . 20
- Следящий фильтр в тракте ПЧ 24
- Частотный детектор с обратной связью 25

Глава третья. **Синхронно-фазовый детектор** 29
- Принцип действия синхронно-фазового детектора 29
- Характеристики СФД 35
- Параметры СФД с различными типами фильтров 39
- Нелинейные искажения, подавление АМ и устойчивость . . . 43

Глава четвертая. **Практические схемы СФД** 50
- Структурные схемы супергетеродинных приемников с СФД . . 50
- Управляемые генераторы 53
- Фазовые детекторы 56
- Фильтры нижних частот и усилители постоянного тока . . . 60
- Синхронно-фазовый детектор супергетеродинного приемника . . 62
- Тракт ПЧ на интегральных микросхемах 63
- Тракт ПЧ с RC-гетеродином в СФД 64

Глава пятая. **Приемники прямого преобразования с ФАПЧ** . . . 66
- Особенности приемника прямого преобразования и его чувствительность 66
- Другие параметры приемника прямого преобразования . . . 68
- Простой приемник ЧМ 73
- УКВ приемник с ФАПЧ 75
- Приемник с УВЧ и смесителем на встречно-параллельных диодах 80

Глава шестая. **Стереодекодеры** 85
- Стереодекодер с полярным детектором 85
- Синхронные стереодекодеры 90

Заключение 93

Список литературы 94

напряжением. Тогда при наличии начальной расстройки напряжение на выходе интегратора будет изменяться до тех пор, пока приемник не подстроится на частоту станции абсолютно точно. Интегратор можно собрать на операционном усилителе с накопительным конденсатором в цепи ООС. Этот же интегратор можно использовать и для автоматической настройки приемника. При подаче кнопкой или переключателем на вход интегратора некоторого постоянного напряжения, потенциал на его выходе будет линейно изменяться, перестраивая приемник по диапазону. По окончании перестройки интегратор можно подключить к выходу УПТ петли ФАПЧ для точной подстройки.

Разумеется, все подобные усовершенствования можно вводить лишь после решения проблем стабильности и дрейфа. Прогресс здесь возможен в связи с успехами микроэлектроники. Нужны широкополосные операционные усилители с малым дрейфом, недетектирующие и хорошо сбалансированные смесители на ИМС. Ассортимент ИМС, в частности, операционных усилителей, выпускаемых промышленностью, непрерывно пополняется, но не все они хорошо подходят для применения в приемниках с ФАПЧ. Например, операционные усилители с малым дрейфом и большим усилением, такие как К140УД7, К140УД8 обладают слишком узкой полосой пропускания. Ее можно расширить применением двухпетлевой ФАПЧ, где для отслеживания средней частоты установлен инерционный УПТ с большим усилением, а высокочастотные компоненты сигнала усиливаются в параллельном канале широкополосным транзисторным усилителем переменного тока.

Цифровые ИМС уже применяются в гетеродинах и синтезаторах частоты современных приемников ЧМ. В то же время сигнальный тракт супергетеродина со множеством контуров ПЧ не слишком хорошо поддается микроминиатюризации. Приемники прямого преобразования, где почти все усиление и обработка сигнала происходят на низкой частоте, подходят здесь как нельзя лучше, поэтому надо ожидать их дальнейшего развития на новой элементной базе.

Ждут решения и многие принципиальные вопросы. Неизвестно, например, какие преимущества может дать СФД с выходом на ВЧ, установленный перед обычным ЧД, целесообразно ли для повышения селективности каскадное соединение систем ФАПЧ или синхронных фильтров, установленных в тракте ПЧ или ВЧ и управляемых гетеродином СФД. Здесь нужны и новые идеи, и теоретические исследования, и, главным образом, эксперимент. В связи с этим хотелось бы надеяться, что данная книга заинтересует радиолюбителей и послужит стимулом в деле развития техники синхронного приема на УКВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А.** Усилители постоянного тока. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1978. — 248 с.
2. **Иванов Б.** УКВ блоки высококачественных ЧМ приемников. — Радио, 1976, № 3, с. 32—35.
3. **Иванов Б.** Тракты ПЧ ЧМ приемников. — Радио, 1976, № 4, с. 43—45.
4. **Кононович Л. М.** Радиовещательный УКВ прием. — М.: Энергия, 1977. — 192 с.
5. **Павлов Б. А.** Синхронный прием. — М.: Энергия, 1977. — 80 с.
6. **Павлов Б.** Тракт ПЧ приемника ЧМ сигналов. — Радио, 1978, № 9, с. 46.

опорными сигналами перемножителей, равного 90°, частота гетеродина выбирается вчетверо выше поднесущей, т. е. равной 125 кГц. Сигнал гетеродина делится по частоте на четыре счетчиком на триггерах (рис. 97), образуя четырехфазный прямоугольный сигнал с частотой 31,25 кГц, который и подается на перемножители. Полоса захвата системы ФАПЧ выбирается несколько больше возможной нестабильности частоты гетеродина (не более нескольких сотен герц), а частота среза фильтра *Ф2* может быть порядка десятков герц.

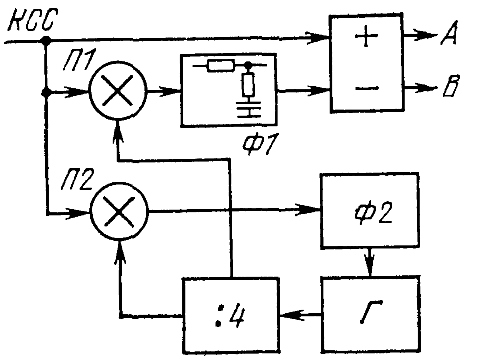


Рис. 96. Структурная схема синхронного стереодекодера с ФАПЧ

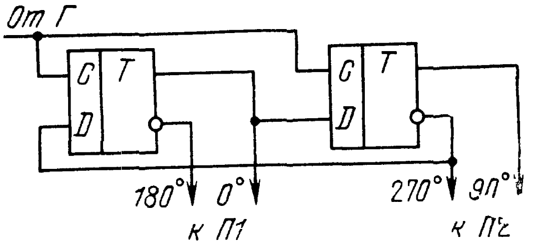


Рис. 97. Делитель частоты —фазовращатель

Синхронный стереодекодер с ФАПЧ позволяет полностью исключить из конструкции катушки индуктивности и дефицитные узкополосные фильтры. В промышленных условиях его легко выполнить в виде одной интегральной схемы с несколькими навесными конденсаторами. Подобные стереодекодеры за рубежом уже выпускаются серийно, правда, рассчитаны они на другую систему стереофонического вещания, принятую в США, Канаде и странах западной Европы. В этой системе поднесущая полярно-модулированного колебания на передающей стороне подавляется полностью, а для синхронизации стереодекодера передается пилот-сигнал на частоте, равной половине частоты подавленной поднесущей. Значение поднесущей частоты выбрано равным 38 кГц, пилот-сигнала — 19 кГц. Поднесущая подавляется не контуром, а балансным модулятором, поэтому ослабления низших модулирующих частот разностного сигнала при формировании КСС не происходит.

Структурная схема синхронного стереодекодера для системы с пилот-сигналом близка к схеме рис. 96. Она отличается лишь тем, что перед перемножителем *П2* в цепи гетеродинного сигнала установлен еще один триггер — делитель частоты на два, а корректирующий фильтр *Ф1* отсутствует. Стереодекодер в интегральном исполнении позволяет широко использовать элементы цифровой техники. Так, например, гетеродин выполняется на нескольких элементах 2И—НЕ с одним навесным конденсатором, определяющим частоту генерации. Делители частоты выполняются на триггерах по схемам, подобным схеме рис. 97, а перемножители — на переключающих логических элементах с открытым выходом или на полевых транзисторах в ключевом режиме. Повышенная сложность схемы при интегральном исполнении обычно не имеет значения

Аналогичные схемные решения можно применить и при конструировании любительского стереодекодера. Разработка хорошей практической схемы и конструкции синхронного стереодекодера — интересная задача, и радиолюбителям здесь открывается широкое поле деятельности.

ное сопротивление должно быть не менее 50 кОм), на слух (желательно на стереотелефоны) по максимальному разделению стереоканалов подбирают элементы компенсирующей цепочки *R10C8*. В заключение подбирают емкость конденсатора *C9*, добиваясь четкой работы индикатора стереосигнала.

СИНХРОННЫЕ СТЕРЕОДЕКОДЕРЫ

Еще одна проблема при создании стереодекодеров связана с уменьшением нелинейных искажений и улучшением фильтрации поднесущей на выходе детектора. Поскольку частота поднесущей низка, период ее колебаний (32 мкс) получается одного порядка с постоянной времени нагрузочной *RC*-цепочки полярного детектора (50 мкс). Напряжение на нагрузке сглаживается плохо и пульсации достигают почти половины выпрямленного напряжения. Для их уменьшения нужны дополнительные сглаживающие фильтры. Кроме того, на высоких частотах звукового спектра огибающая относительно редких продетектированных импульсов уже не может точно отслеживать быстрые изменения звукового напряжения.

Проблема частично решается в матричных стереодекодерах, где тональная (с частотами ниже $f_в$) и надтональная части спектра КСС разделяются фильтрами. Затем надтональная часть детектируется двухполупериодным детектором и полученный сигнал $A-B$ складывается и вычитается в резисторной матрице с сигналом $A+B$ (тональной частью КСС), образуя сигналы левого A и правого B каналов. Пульсации на выходе матричного стереодекодера имеют частоту уже не 31,25, а 62,5 кГц и сгладить их значительно легче. Уменьшение нелинейных искажений получается благодаря более точному воспроизведению огибающей при двухполупериодном детектировании. Матричные стереодекодеры достаточно сложны в налаживании, поскольку при сложении суммарного и разностного сигналов во всем диапазоне звуковых частот должны быть строго выдержаны амплитудные и фазовые соотношения между сигналами. Это накладывает жесткие требования на АЧХ и ФЧХ тонального и надтонального трактов.

Значительно снизить нелинейные искажения в стереодекодере можно, применив синхронную демодуляцию надтональной части КСС. В отличие от детектора огибающей, являющегося сугубо нелинейным устройством, синхронный детектор действует подобно преобразователю частоты (с той лишь разницей, что выходной сигнал имеет нулевую частоту, т. е. является постоянным током), сохраняющему пропорциональность между амплитудами входного и выходного сигналов. Простейший способ синхронного детектирования состоит в значительном увеличении уровня поднесущей в подаваемом на полярный детектор сигнале. Результирующий коэффициент модуляции становится малым, что и снижает нелинейные искажения.

В синхронном режиме можно использовать описанный выше стереодекодер, установив подъем поднесущей не 14 дБ, а больше. Соответственно большей получается и эквивалентная добротность цепи восстановления поднесущей. Субъективно при этом отмечается лучшее качество звучания, хотя амплитудные и фазовые соотношения стереосигнала в области частот ниже 150 Гц несколько нарушаются.

Лучшее качество демодуляции обеспечивает синхронный ключевой стереодекодер, структурная схема которого показана на рис. 95. Поднесущая стереосигнала выделяется узкополосным фильтром или высокодобротным контуром противлений резисторов. Поскольку ОС на всех частотах, включая резонансную, отрицательна, устройство обладает повышенной стабильностью к изменениям питающих напряжений, температуры и т. д.

Принципиальная схема стереодекодера, использующего описанный принцип выделения поднесущей частоты, показана на рис. 93. С выхода детектора УКВ приемника КСС поступает на инвертирующий вход операционного усилителя *ИМС1* через цепочку *R1C1*, компенсирующую ослабление верхних частот КСС в приемнике. При использовании стереодекодера с приемником прямого преобразования, имеющим некоторый подъем АЧХ на высоких частотах, левую обкладку конденсатора *C1* следует соединить не со входом устройства, а с общим проводом. Если необходимо повысить входное сопротивление стереодекодера, входной сигнал можно подать и на неинвертирующий вход, соединив левый (по схеме) вывод резистора *R2* с общим проводом. Напряжение ООС подается на тот же инвертирующий вход через резисторы *R8*, *R9* и Т-образное мостовое звено *L1C4C5R6R7*. Подстроечным резистором *R8* регулируют общее усиление, а *R6* — уровень поднесущей. Отвод к резистору *R6* сделан от емкостной ветви контура. Благодаря этому усилитель оказывается охваченным 100 %-ной ООС по постоянному току, что гарантирует стабильность режима. Корректирующая цепочка *R5C3* предотвращает самовозбуждение операционного усилителя.

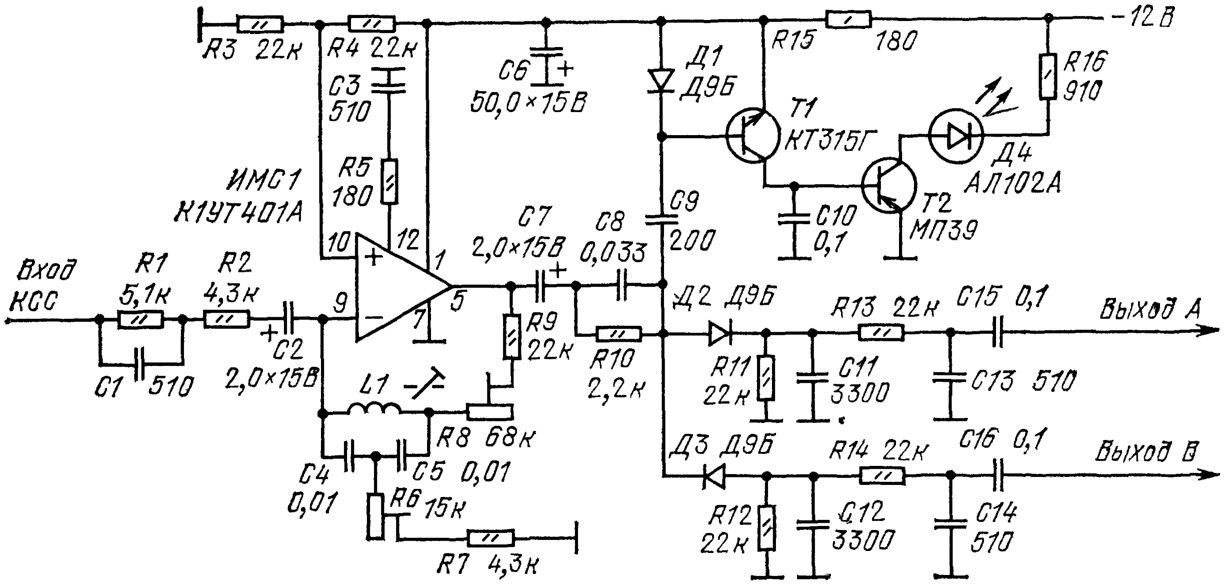

R3 22к
R4 22к
C3 510
R5 180
ИМС1
К1УТ401А
C6 + 50,0×15В
Д1 Д9Б
R15 180
−12 В
R16 910
T1 КТ315Г
Д4 АЛ102А
T2 МП39
C10 0,1
C9 200
C7 2,0×15В
C8 0,033
10
12
1
9
5
7
Вход КСС
R1 5,1к
R2 4,3к
+C2 2,0×15В
C1 510
R9 22к
R10 2,2к
L1
R8 68к
C4 0,01
C5 0,01
R6 15к
R7 4,3к
Д2 Д9Б
R13 22к
C15 0,1
Выход А
R11 22к
C11 3300
C13 510
Д3 Д9Б
R14 22к
C16 0,1
Выход В
R12 22к
C12 3300
C14 510

Рис. 93. Принципиальная схема стереодекодера

Полярно-модулированный стереосигнал снимается с выхода усилителя и детектируется диодами *Д2*, *Д3*. Цепи *R11C11* и *R13C13* в канале *А* и аналогичные цепи в канале *В* фильтруют продетектированный сигнал и корректируют предыскажения. Между выходом усилителя и полярным детектором включена цепь *R10C8*, постоянная времени которой равна постоянной времени цепей нагрузки детектора *R11C11* и *R12C12*. По этой причине суммарный сигнал $A+B$, поступающий на диоды, ослабляется в пропорции $R11/(R10+R11)$, тогда как модулированные сигналом $A—B$ колебания поднесущей, подводимые к диодам, не ослабляются. Это компенсирует меньший единицы коэффициент передачи детекторов для продетектированных сигналов и увеличивает разделение стереоканалов.

Использование полярно-модулированного сигнала для ЧМ передатчика невыгодно, так как большая часть разрешенной максимальной девиации частоты будет «истрачена» на бесполезную модуляцию поднесущей. Поэтому поднесущую при передаче искусственно уменьшают в 5 раз по амплитуде (на 14 дБ) с помощью режекторного контура с добротностью 100±5. Поскольку полоса пропускания контура составляет 312,5 Гц, одновременно ослабляются и нижние частоты боковых полос сигнала *A*—*B*, как показано штриховыми линиями на рис. 89,*б*. Остаточная девиация частоты передатчика поднесущей составляет ±10 кГц, а максимальная девиация частоты полезными компонентами сигнала ±40 кГц. Сформированный таким образом модулирующий сигнал называют комплексным стереофоническим сигналом (КСС).

При приеме стереофонической передачи на выходе ЧД приемника выделяется КСС. Если после ЧД включен обычный УНЧ, то воспроизводится обычный монофонический сигнал $A+B$. Для стереофонического приема необходим стереодекодер. Высокочастотный тракт приемника остается прежним. Необходимо лишь обеспечить достаточную ширину полосы пропускания. В соответствии с формулой (3) она должна составлять $2(50+46)\approx200$ кГц. Постоянная времени *RC*-цепочки, образующей нагрузку детектора, также должна быть не более 3 мкс, чтобы не ослаблялись верхние частоты спектра КСС. Детекторами могут служить как стандартные ЧД, так и ЧД с ОСЧ или СФД.

Описанная система стереофонии имеет и ряд недостатков. Теоретически для передачи двух стереоканалов с полосой 15 кГц каждый достаточна общая полоса частот 30 кГц. Ширина спектра КСС в полтора раза больше. Для нормального стереоприема требуется и значительно большее отношение сигнал-шум, чем при моноприеме. Вспомним (см. главу первую), что спектр шума на выходе ЧД треугольный и амплитуда шумовых компонент максимальна на верхних частотах. Как раз эти компоненты шума и попадают на боковые полосы разностного сигнала *A*—*B*. «Выигрыш ЧМ» в отношении сигнал-шум при этом почти полностью теряется. Расчеты показывают, что при прочих равных условиях отношение сигнал-шум на входе ЧД должно быть на 25 дБ выше, чем при моноприеме. Системы ОСЧ и ФАПЧ при стереоприеме не дают существенного выигрыша в помехоустойчивости, поскольку выигрыш получается только тогда, когда полоса пропускания демодулятора уже спектра ЧМ сигнала, а при стереоприеме верхняя частота спектра КСС (46 кГц) примерно равна девиации частоты ЧМ сигнала (50 кГц). Отмеченные недостатки частично окупаются простотой стереодекодеров, используемых при полярной модуляции.

Стереодекодер должен обеспечить подъем поднесущей на 14 дБ и продетектировать полученный полярно-модулированный сигнал. Упрощенная схема стереодекодера с полярным детектором показана на рис. 90. Цепь восстановле-

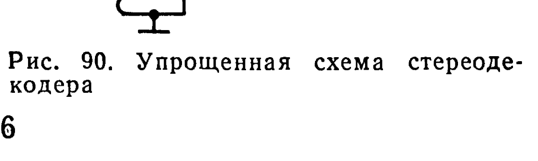


Рис. 90. Упрощенная схема стереодекодера

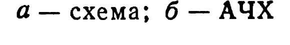


Рис. 91. Т-образная мостовая цепь:
а — схема; *б* — АЧХ

T2 в УВЧ должно составлять 6—8 В. Если оно ниже, в цепь истока транзистора *T1* включить небольшое сопротивление, зашунтировав его конденсатором емкостью $3\cdot10^3$—$5\cdot10^3$ пФ. Напряжение на стоке транзистора гетеродина *T3* должно быть 9—11 В. Одновременно можно проверить наличие генерации: при замыкании выводов катушки *L2* (или при прикосновении к ней) напряжение на стоке несколько уменьшается. Напряжение на выходе операционного усилителя (вывод *5* интегральной микросхемы) устанавливается равным 6 В с помощью резистора *R9*. Эту регулировку придется повторять во время установки оптимальной связи гетеродина со смесителем.

Диапазон настройки приемника можно установить сердечником катушки *L2* непосредственно при приеме УКВ ЧМ радиостанций. Для сопряжения контуров приемника следует временно отпаять резистор *R21*. Диапазон настройки приемника резистором *R23* при этом расширится примерно вдвое, что, кстати сказать, облегчает поиск станций. Однако вместо неискаженной передаваемой программы будут прослушиваться лишь частоты биений сигналов станций и гетеродина приемника. В режиме биений очень удобно добиваться максимальной чувствительности приемника — просто по максимальной громкости биений. Подбирая расстояние между витками катушек *L3* и *L2*, устанавливают оптимальную связь гетеродина со смесителем по максимальной громкости биений. Напряжение гетеродина на выводах катушки связи при этом составит 0,15—0,2 В.

Входной контур настраивают сердечником катушки *L1* по максимальной громкости биений, повторив эту операцию несколько раз в середине и на краях диапазона. Для улучшения сопряжения параллельно варикапным матрицам полезно включить подстроечные конденсаторы емкостью 2—7 пФ. Регулируя их емкость, добиваются сопряжения на высокочастотном краю диапазона, а регулируя индуктивность катушки *L1*, — на низкочастотном. Полезно подобрать также положение отвода катушки *L1* применительно к той антенне, с которой будет работать приемник. Сопряжение контуров после подбора связи с антенной необходимо повторить. В заключение устанавливают на место резистор *R21* и приемник готов к работе.

Хотя специальные измерения АЧХ-приемника и не были проведены, при приеме реальных радиовещательных передач он показал хорошие результаты, обеспечивая высококачественное звуковоспроизведение в широком диапазоне входных сигналов.

В условиях города, при большой напряженности поля УКВ станций, приемник работает с любой комнатной антенной, или просто на отрезок провода. Длину отрезка рекомендуется взять близкой к четверти длины волны, т. е. около 1 м. Тогда сопротивление антенны будет активным, около 40—70 Ом. Именно на такое сопротивление и рассчитан вход приемника. При использовании комнатных или наружных антенн, установленных в окружении высоких зданий или других предметов, необходимо знать о возможности интерференции прямых и отраженных сигналов, одновременно приходящих к антенне. При неблагоприятных условиях интерференция заметно ухудшает качество приема (это верно и для обычных приемников со стандартными частотными детекторами). Способ борьбы с интерференцией только один — изменить расположение антенны.

В условиях дальнего приема хорошие результаты дает наружная дипольная антенна с фидером из коаксиального кабеля. Для УКВ приема пригодны все типы однодиапазонных телевизионных антенн, размеры которых изменены в соответствии с длинами волн радиовещательного диапазона (4,1—4,55 м). При

40 дБ на декаду. Это допустимо, поскольку далее, в области частот 12—40 кГц крутизна АЧХ снижается примерно до 30—33 дБ на декаду. Этот пологий участок уменьшает и подъем АЧХ замкнутой петли на верхних частотах полосы пропускания. В области частот выше 40 кГц крутизна АЧХ разомкнутой петли опять возрастает до 40 дБ на декаду, обеспечивая максимально возможную селективность петли ФАПЧ. Это происходит благодаря действию интегрирующей цепи *R12C7*. Резистор *R11* частично компенсирует увеличение крутизны среза АЧХ разомкнутой петли на частотах около единиц мегагерц и выше, т. е. на частотах выше граничной частоты полосы пропускания УПТ. Это предотвращает самовозбуждение петли при сильных сигналах.

При минимальном входном сигнале, обеспечивающем полосу удержания 50 кГц, и крутизне среза АЧХ разомкнутой петли 40 дБ на декаду полоса пропускания петли составляет всего 3,2 кГц. Однако это не является большим недостатком, потому что на радиовещательных ЧМ передатчиках вводятся предыскажения модулирующего сигнала, такие что высокие частоты модуляции, начиная с частоты 3,2 кГц, поднимаются с крутизной 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду (постоянная времени предыскажений 50 мкс). В этом случае АЧХ замкнутой петли приемника для частот выше 3,2 кГц играет роль АЧХ цепочки коррекции предыскажений. По этой причине на выходе приемника цепочки коррекции предыскажений нет, а постоянная времени цепочки *R20C15*, выполняющей роль фильтра на выходе петли ФАПЧ (фильтр *ФНЧ2* на рис. 33) выбрана малой (12,4 мкс), так чтобы частота среза цепочки совпадала с верхней граничной частотой звукового диапазона (13—14 кГц). Эта цепочка также увеличивает селективность приемника. В случае же сильных сигналов, когда полоса пропускания петли расширяется до 10—15 кГц (а полоса удержания соответственно до 0,5—1 МГц), нескомпенсированный подъем звуковых частот в области 3,2—14 кГц легко можно устранить регулятором тембра УНЧ.

Выходной сигнал УПТ через резистор *R21* поступает на варикапную матрицу *Д2*, регулируя частоту гетеродина. На нее же для перестройки по диапазону поступает через резистор *R22* изменяемое постоянное напряжение с резистора настройки *R23*. Контур УВЧ перестраивается одновременно с контуром гетеродина, но на варикапную матрицу *Д1* подается лишь изменяющееся постоянное напряжение, соответствующее средней частоте настройки приемника. Составляющие звуковых частот отфильтровываются цепочкой *R3C2*. Если этого не сделать, то частота настройки контура УВЧ *L1Д1* будет промодулирована звуковыми частотами, что, с одной стороны, ухудшит параметры петли ФАПЧ в области высоких частот (поскольку входной контур будет играть роль дополнительной интегрирующей цепочки в петле), а с другой, приведет к нежелательной ФМ соседних по частоте сигналов, что может ухудшить помехоустойчивость приемника.

Катушки приемника намотаны на каркасах диаметром 7,5 мм проводом ПЭЛ-0,5. Еще лучше использовать медный посеребренный провод диаметром 0,4—0,5 мм. Катушка *L1* содержит шесть витков с отводом от 2-го витка. Катушка *L2* — 10 витков с отводами от 2- и 5-го витков. Длина намотки катушек 10—11 мм. Катушка связи *L3* наматывается любым тонким изолированным проводом вблизи заземленного вывода катушки *L2*, на том же каркасе, она содержит два витка. Катушки *L1* и *L2* подстраиваются магнетитовыми сердечниками СЦР-1. Обе катушки желательно заключить в экраны диаметром (стороной квадрата) не менее 20 мм. Удобно использовать унифицированные карувеличивает выходное напряжение, а также развязывает детектор от влияния нагрузки. Выход его рассчитан на подключение стереодекодера. Печатная плата приемника незначительно отличается от приведенной на рис. 84.

Напряжения в точках схемы, отмеченных на рисунке, могут отличаться от указанных на ±20%. При настройке приемника границы принимаемого диапазона грубо устанавливаются, как было описано выше, с помощью катушки *L2*, а точно — подбором сопротивления резистора *R9*. При минимальном напряжении на диодах настройки *Д2*, *Д3* должны приниматься станции, расположенные на низкочастотном краю диапазона. Заканчивают налаживание подстройкой входного контура по максимальной полосе удержания и подбором оптимальной связи с антенной.

ПРИЕМНИК С УВЧ И СМЕСИТЕЛЕМ НА ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

При конструировании данного приемника были предприняты попытки повысить его чувствительность и селективность. Поскольку чувствительность приемника прямого преобразования с ФАПЧ зависит прежде всего от его стабильности и точности балансировки смесителя, главное внимание было обращено именно на эти вопросы.

Принципиальная схема приемника показана на рис. 88. Для повышения чувствительности в приемнике установлен двухкаскадный апериодический УВЧ. Сигнал от антенны поступает на входной контур, образованный катушкой *L1* и емкостью варикапной матрицы *Д1*. Добротность этого контура высока, около 50—70. Она зависит от добротности катушки контура и может быть доведена до 100—120 при использовании катушки высокого качества. Предельная добротность входного контура определяется добротностью варикапной матрицы (паспортное значение 150). Полоса пропускания входного контура, равная f_0/Q, не превосходит 1—1,5 МГц, поэтому контур сделан перестраиваемым. Для того, чтобы первый каскад УВЧ не шунтировал входной контур, в нем установ-

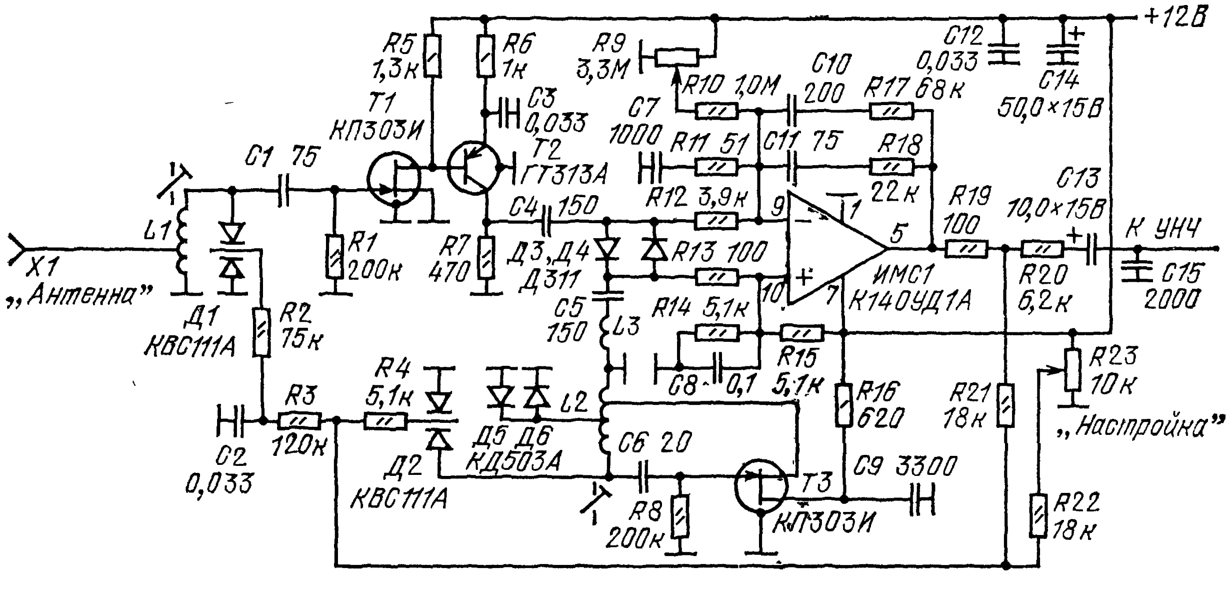

+12В
R5 1,3к
R6 1к
R9 3,3М
C12 0,033
C14 50,0×15В
T1 КП303И
C3 0,033
C7 1000
R10 1,0М
C10 200
R17 68к
C1 75
T2 ГТ313А
R11 51
C11 75
R18 22к
C13 10,0×15В
C4 150
R12 3,9к
9
1
5
R19 100
К УНЧ
L1
X1 „Антенна"
R1 200к
R7 470
Д3,Д4 Д311
R13 100
ИМС1 К140УД1А
R20 6,2к
C15 2000
Д1 КВС111А
R2 75к
C5 150
L3
R14 5,1к
10
7
R15 5,1к
R23 10к
R4 5,1к
C8 0,1
R16 620
R21 18к
„Настройка"
R3 120к
C2 0,033
Д2 КВС111А
Д5 Д6 КД503А
L2
C6 20
C9 3300
T3 КП303И
R8 200к
R22 18к

Рис. 88. Принципиальная схема приемника с повышенной чувствительностью и селективностью

Расстояние между корпусом и платой приемника должно быть не менее 10 мм, чтобы не сильно изменилась индуктивность катушек приемника.

Налаживание приемника начинают с проверки режимов транзистора и интегральной микросхемы. К выводам *13* и *14* микросхемы, на которых имеется высокочастотное напряжение, щуп вольтметра следует подключать через резистор сопротивлением 10—30 кОм, закрепив его на конце щупа. Если измеренные значения напряжений отличаются от указанных на схеме более, чем на 10—15 %, следует подобрать резисторы *R1* и *R7*. Затем, присоединив антенну, следует принять радиостанции УКВ диапазона и подстроить контур гетеродина так, чтобы в диапазон настройки приемника попали все станции. Подстраивают контур гетеродина паяльником, перемыкая припоем прорези центрального витка катушки *L2* (эти прорези выделены штриховой линией на рис. 84). Входной контур подстраивают конденсатором *C2* (типа КПК-М) по наибольшей полосе удержания при приеме какой-либо станции. Уровень сигнала на входе при настройке должен быть малым, что достигается уменьшением связи с антенной.

Для того, чтобы приемник хорошо и качественно работал, следует подобрать уровень сигналов на его входе. Это можно сделать, изменяя положение отвода катушки *L1* (на рис. 84 возможные положения отвода показаны точками). Если приемник будет работать с проволочной комнатной антенной, то следует подобрать ее положение и длину. При слабом сигнале на входе приемника полоса удержания получается недостаточной, а на пиках модуляции сигнала прослушиваются искажения в виде хрипов. Они вызваны перескоками фазы при срывах слежения во время максимальных отклонений частоты сигнала. При чрезмерно сильном сигнале на входе приемника возрастает уровень шума, а в промежутках между станциями эфир кажется «забитым» шумами и помехами. При входном сигнале свыше 15 мВ появляются искажения, вызванные прямым детектированием сигнала. Радиолюбители А. Новосадов и О. Грязных предложили при отсутствии микросхемы К2УС82 заменить ее микроузлом, выполненным на дискретных элементах. Принципиальная схема такого узла приведена на рис. 85, а монтажная — на рис. 86. После сборки узел полезно залить эпоксидным компаундом или эпоксидной смолой. Транзисторы *T1* и *T2* по своим основным параметрам не должны отличаться один от другого более, чем на 5 %.

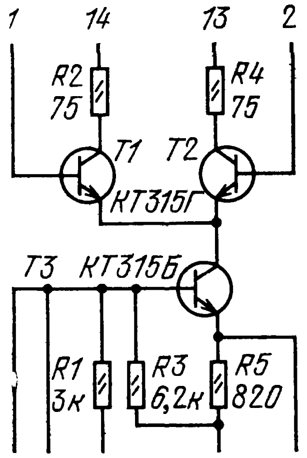


Рис. 85. Схема микроузла на дискретных элементах

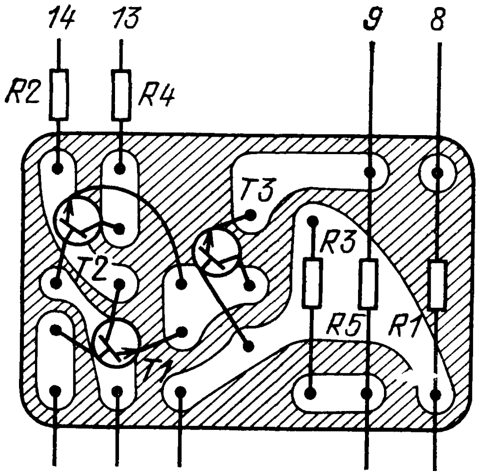


Рис. 86. Печатная плата микроузла

зионным приемникам. Все остальные элементы схемы приемника прямого преобразования с ФАПЧ: смеситель, гетеродин и УПТ — собраны на одной интегральной микросхеме *ИМС1* типа 2УС282, представляющей собой гибридный дифференциальный усилитель на транзисторах КТ307Б. Внутреннюю структуру этой микросхемы можно посмотреть на рис. 72.

Усиленный в УВЧ входной сигнал поступает на базу токозадающего транзистора микросхемы. На дифференциальной паре транзисторов той же интегральной микросхемы собран двухтактный гетеродин, причем контур гетеродина включен между базами транзисторов, а ОС подается с коллекторов через конденсаторы небольшой емкости *С7* и *С8*. Гетеродин перестраивается в диапазоне 65,8—73 МГц варикапной матрицей *Д1*. Функции органа настройки выполняет переменный резистор *R3*, который при желании можно заменить переключателем, как показано на рис. 83. Подстроечные резисторы служат для установки настройки на желаемые станции.

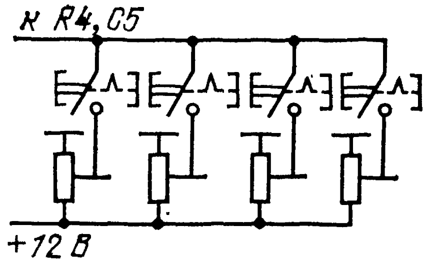


Рис. 83. Схема кнопочной настройки

Дифференциальная пара транзисторов интегральной микросхемы является также балансным смесителем и УПТ. Управляющий сигнал снимается с коллектора одного из транзисторов микросхемы и через резистор *R5* поступает на управляющий вход варикапной матрицы, замыкая, таким образом, петлю ФАПЧ.

В данном приемнике применена система ФАПЧ с интегрирующим фильтром, образованным резистором *R5* и емкостью варикапов матрицы, включенных для постоянного тока параллельно. Частота среза этого фильтра достаточно высока (более 60 кГц), поэтому никаких проблем с устойчивостью петли не возникает. Более того, при сильных сигналах происходит непосредственный захват колебаний гетеродина сигналом, что уменьшает фазовый сдвиг в петле на высоких частотах и делает систему стабильной. При строгой симметрии гетеродина прямой захват был бы затруднен, поскольку транзисторы дифференциальной пары микросхемы открываются гетеродинным напряжением противофазно, а входной сигнал изменяет их ток в фазе. Для облегчения прямого захвата сопротивления коллекторных нагрузок дифференциальной пары выбраны разными. Поэтому оказываются разными коллекторные напряжения транзисторов и емкости их коллекторных переходов. Благодаря емкостной асимметрии входной сигнал попадает в контур гетеродина сдвинутым по фазе на 90°. При этом действие прямого захвата складывается с действием петли ФАПЧ, облегчая синхронизацию гетеродина.

Монтаж приемника выполнен на печатной плате размерами 55×135 мм. Ее эскиз показан на рис. 84. Плату лучше всего изготовить из одностороннего фольгированного стеклотекстолита. Катушки приемника также выполнены печатным способом. Дорожки между витками катушек можно прорезать с помощью резака с толщиной лезвия 1 мм. Поле рассеяния таких катушек оказалось небольшим. Для того, чтобы сделать катушку контура гетеродина симметричной, на перекрещивающихся витках этой катушки устанавливают две перемычки. Плату приемника для улучшения экранировки от возможных внешних наводок желательно установить над металлической заземленной поверхностью (шасси, стенка корпуса) или, еще лучше, в закрытом металлическом корпусе.

Напряжение гетеродина с частотой 33—36,5 МГц подводится от катушки связи *L3* через конденсаторы *C2* и *C3*, шунтирующие подстроечный резистор смесителя по высокой частоте. Гетеродин выполнен по трехточечной схеме с автотрансформаторной ОС на транзисторе *T1*. Контурная катушка гетеродина включена в коллекторную цепь транзистора. Напряжение ОС подается с отвода контурной катушки *L2* в эмиттерную цепь. База транзистора *T1* заземлена. Емкостью контура гетеродина является емкость двух варикапов, *Д3* и *Д4*. Первый варикап служит для перестройки приемника по диапазону. С этой целью на него подается изменяющееся напряжение смещения с движка резистора настройки *R12*. Другой варикап *Д4* включен в петлю ФАПЧ и соединен, через резистор *R9*, с выходом УПТ. Такое разделение функций настройки и автоподстройки позволяет сохранить крутизну характеристики управления *q* примерно постоянной во всем диапазоне частот настройки приемника. Это, в свою очередь, обеспечивает одинаковую громкость всех принимаемых станций. Если же использовать один варикап и для настройки, и для автоподстройки, то станции, расположенные на высокочастотном краю диапазона, будут звучать несколько громче.

В качестве УПТ в приемнике применен операционный усилитель К140УД1А. Лестничный фильтр петли ФАПЧ, образованный резистором *R3* и пропорционально-интегрирующими цепочками *R5C8*, *R6C9* и *R7C10*, включен в цепь ООС усилителя. На выходе приемника включена цепочка стандартной коррекции предыскажений *R10C13* с постоянной времени 50 мкс. Если приемник будет использоваться для прослушивания стереопередач, и на выходе его будет включен стереодекодер, емкость конденсатора *C13* следует уменьшить до 510 пФ. Частота среза корректирующей цепочки в этом случае повысится до 60 кГц, и цепочка не будет мешать прохождению комплексного стереосигнала.

Катушки приемника намотаны на каркасах диаметром 7,5—8 мм с подстроечными сердечниками СЦР-1 из карбонильного железа. Можно использовать подходящие каркасы от контуров ВЧ или ПЧ телевизионных и радиовещательных приемников. Катушка *L1* содержит 5, а катушка *L2* — 8 витков провода ПЭЛ-0,8. Отводы катушек сделаны от 2-го витка, считая от заземленного вывода (нижнего по схеме для катушки *L1* и верхнего для катушки *L2*). Конденсаторы *C5* и *C6*, входящие в контур гетеродина, желательно применить керамические, голубого или серого цвета — они имеют малый ТКЕ (температурный коэффициент емкости). Остальные детали могут быть любых типов. Операционный усилитель типа К140УД1А можно заменить на К140УД1Б (К1УТ401Б). Можно применить и усилители К140УД2А или Б, но в этом случае необходимо экспериментально подобрать корректирующие цепочки, поскольку эти усилители очень склонны к самовозбуждению. В гетеродине приемника можно применить транзисторы типов ГТ311, КТ306, КТ312 и КТ315, а также варикапы типа Д901 с любыми буквенными индексами.

Налаживание приемника сводится к настройке контуров и балансировке УПТ с помощью резистора *R1*. С этой целью к выходу приемника подключают вольтметр постоянного тока, желательно с нулем в середине шкалы. Выводы вольтметра подключаются параллельно конденсатору *C13*. При перестройке приемника по диапазону напряжение на выходе должно меняться не более, чем на ±1 В. Сердечник катушки гетеродина *L2* устанавливают так, чтобы в диапазон настройки приемника попали все УКВ станции. Следует также установить оптимальную связь гетеродина со смесителем, подобрав число витков и нейный фильтр с крутизной 30 дБ на декаду, построена на рис. 80. Частота среза первого звена фильтра выбрана равной 1 кГц, для получения полосы пропускания 12,5 кГц и полосы удержания 50 кГц при минимально допустимом сигнале, уровень которого принят за нулевой. Линейная характеристика фильтра может быть аппроксимирована тремя ступеньками с $m=0,3$ и десятикратным шагом по частоте. Это обеспечивает протяженность характеристики 60 дБ (1000 раз) по частоте и 90 дБ (30 000 раз) по амплитуде. На частотах выше 300 кГц АЧХ фильтра будет иметь горизонтальный участок, соответствующий пологому участку *а — б* АЧХ петли. Он необходим для компенсации влияния паразитных элементов усилителя, ФД и цепи управления, увеличивающих крутизну характеристики в этой области. Здесь она становится такой, как участок сплошной линии *в — г*. В зависимости от параметров паразитных элементов диапазон допустимых входных сигналов приемника с такой характеристикой может достигать 60 дБ и более. Для приема стереофонических передач уровень сигнала должен быть увеличен на 18 дБ. Полоса пропускания составит при этом 50 кГц, а полоса удержания — 400 кГц.

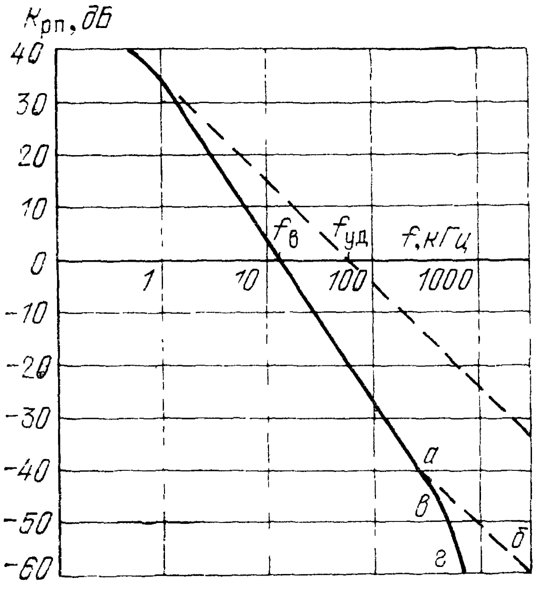


Рис 80 Практический пример построения АЧХ

Определим чувствительность проектируемого приемника. Выберем в качестве УПТ дифференциальный операционный усилитель К140УД1А (К1УТ401А). Он имеет коэффициент усиления около 1000 и полосу пропускания без ОС около 400—500 кГц. Приняв полосу удержания минимально возможной и равной девиации частоты радиовещательного ЧМ сигнала 0,05 МГц, коэффициент передачи ФД $k_{фд}=0,5$ и крутизну характеристики управляющего элемента гетеродина $q=1$ МГц/В, определяем:

$$U_c = \frac{f_{уд}}{(k_{фд}K_0 q)} = \frac{0,05}{0,5\cdot 1000\cdot 1} = 100 \text{ мкВ}.$$

Для стереофонического сигнала чувствительность будет на 18 дБ хуже и составит 800 мкВ.

Максимально допустимый уровень входного сигнала получается вполне достаточным — около 100 мВ. Если для повышения чувствительности в приемнике будет установлен УВЧ, то при столь больших максимальных уровнях выходного сигнала УВЧ можно охватить собственной системой АРУ. В этом случае УВЧ должен быть перестраиваемым, иначе система АРУ будет действовать не от сигнала той станции, на которую настроен приемник, а от сигнала наиболее мощной в данном диапазоне станции. Чтобы получить полосу пропускания УВЧ не более 0,7—1 МГц, добротность его контуров должна быть не менее 70—100. При больших уровнях входного сигнала наблюдается чрезмерное расширение полосы удержания, настолько, что становится трудно перестроиться на соседнюю по частоте станцию. Свободные промежутки между станциями в этих условиях исчезают, а перестройка происходит скачком, и слабую станцию, соседствующую по частоте с сильной, легко «перепрыгнуть».

точником обратных наводок напряжения гетеродина на входные цепи, что приведет к разбалансировке смесителя. Поэтому сигнал синхронизации к гетеродину можно подводить только через апериодический буферный каскад. В силу изложенных причин прямую синхронизацию гетеродина можно применять лишь в простых приемниках с невысокими параметрами.

Рассмотрим теперь другую возможность создания ЧМ приемника прямого преобразования с большим динамическим диапазоном входных сигналов — оптимизацию характеристик петли ФАПЧ.

Система ФАПЧ с линейной характеристикой фильтра. Анализ характеристик систем ФАПЧ, проведенный в третьей главе, позволяет сделать вывод, что максимально возможная крутизна среза фильтра петли при глубокой ОС равна 20 дБ на декаду (интегрирующий фильтр), а крутизна АЧХ разомкнутой петли составляет при этом 40 дБ на декаду. При этом система находится на пределе устойчивости, т. е. высота подъема АЧХ замкнутой петли на высоких частотах стремится к бесконечности. Однако полоса пропускания, соответствующая точке пересечения АЧХ разомкнутой петли с горизонтальной осью (см. характеристику *1* на рис. 76), при изменении уровня сигнала (перемещении горизонтальной оси) изменяется сравнительно мало. Избирательность системы (спад АЧХ ниже точки пересечения) также получается высокой.

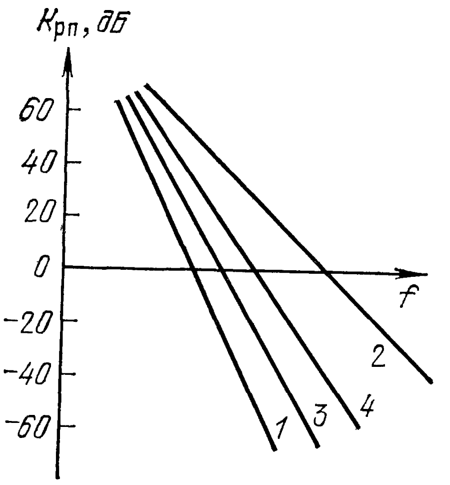


Рис. 76. Логарифмически-линейные АЧХ разомкнутой петли

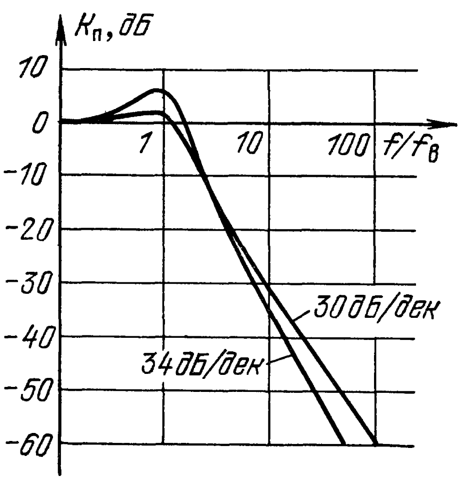


Рис. 77. АЧХ СФД с логарифмически-линейным фильтром

Минимально возможная крутизна АЧХ составляет 20 дБ на декаду, что соответствует системе ФАПЧ без фильтра (характеристика *2*). Полоса пропускания изменяется при этом прямо пропорционально уровню сигнала, а избирательность оказывается низкой. Очевидно, что приемники прямого преобразования с такими линейными (разумеется, в логарифмическом масштабе) характеристиками неоптимальны: они либо неустойчивы в работе, либо обладают недостаточной селективностью.

Формирование изломов на АЧХ петли (как в системе ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром) нежелательно, так как при изменении уровня сигнала (переходе горизонтальной оси через излом), форма АЧХ замкнутой петли будет изменяться.

Рассмотрим АЧХ разомкнутой петли, занимающие промежуточное положение между линиями *1* и *2* на рис. 76, хотя такие характеристики и нельзя получить при использовании одиночного *RC*-звена. Характеристика *3* имеет крутаты здесь по-видимому, может дать применение симметричных двухтактных гетеродинов, отличающихся малым содержанием четных гармоник в выходном сигнале. Кроме того, при строгой идентичности характеристик диодов этот смеситель не детектирует ни напряжения сигнала, ни гетеродина. Высокая идентичность характеристик получается при использовании интегральных диодных микросборок.

ДРУГИЕ ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Селективность приемника прямого преобразования почти полностью (если не учитывать незначительную селективность входных высокочастотных контуров) определяется селективностью системы ФАПЧ. Этот вопрос уже рассматривался в третьей главе. Предельно возможную селективность можно получить, установив в петле интегрирующий фильтр. При этом спад АЧХ замкнутой петли на частотах выше верхней граничной частоты полосы пропускания $f_в$ оказывается равным 40 дБ на декаду. Например, при $f_в=15$ кГц селективность при расстройке на 300 кГц составит 52 дБ. Этот параметр у приемника прямого преобразования получается даже выше, чем у супергетеродина среднего класса. При увеличении уровня полезного сигнала полоса петли ФАПЧ расширяется (растет $f_в$), но это не приводит к потере селективности, поскольку система ФАПЧ, следящая за «своим» сигналом, тем эффективнее подавляет помехи, чем выше уровень полезного сигнала. Селективность приемника прямого преобразования, спроектированного для приема стереофонических передач, получается хуже, так как его полоса пропускания должна быть не уже 46 кГц.

В настоящее время, в соответствии с ГОСТом, измеряется двухсигнальная селективность приемников ЧМ сигналов следующим образом: на вход приемника подаются два ЧМ сигнала одинакового уровня: полезный, с нулевой расстройкой, и мешающий, с расстройкой 120 и 180 кГц. Ослабление мешающего сигнала на выходе детектора должно быть не менее 20 дБ для приемников всех классов. Правильно спроектированный приемник прямого преобразования должен удовлетворять этому требованию. Действительно, система ФАПЧ может «захватить» и отслеживать только один сигнал. Другой, мешающий сигнал создаст на выходе смесителя ФД лишь напряжение биений со средней частотой 120 или 180 кГц, лежащей за пределами звукового диапазона. Напряжение биений ослабляется ФНЧ и поэтому не может вызвать «перезахват» гетеродина мешающим сигналом. Таким образом, в идеальном случае частот модуляции мешающего сигнала вообще не должно быть слышно. В действительности сигнал биений, модулированный по частоте суммой полезного сообщения и помехи, может продетектироваться и стать слышимым при наличии нелинейности амплитудной характеристики УПТ. Следовательно, для повышения селективности следует добиваться максимальной линейности УПТ. Это относится и к остальным звеньям петли ФАПЧ. Чтобы сигнал биений не проникал на выход приемника и далее в оконечный УНЧ, на выходе приемника полезно установить дополнительный ФНЧ с частотой среза 15 кГц в монофоническом и 46 кГц в стереофоническом приемнике.

Диапазон входных сигналов. Рассмотрим теперь другую границу диапазона входных сигналов, т. е. работоспособность приемника при сильных сигналах. Здесь имеются по крайней мере два ограничивающих фактора. Первый из них —

Глава пятая
ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С ФАПЧ

ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ЕГО ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

В приемнике прямого преобразования спектр принимаемого сигнала переносится сразу в область звуковых частот. Этим он отличается от супергетеродина, где происходит одно или несколько преобразований сигнала сначала в промежуточные, а затем уже в звуковые частоты. Структурная схема приемника прямого преобразования показана на рис. 75. Он содержит усилитель высокой частоты *УВЧ* (необязательно) смеситель *СМ*, гетеродин *ГЕТ*, *ФНЧ* и *УНЧ*. Гетеродин настраивается на частоту сигнала (или половинную частоту в случае смесителя на встречно-параллельных диодах). Если гетеродин не синхронизирован с сигналом, то на вход *ФНЧ* поступает только сигнал биений между частотами спектра сигнала и частотой гетеродина. Поэтому приемник прямого преобразования, показанный на рис. 75, пригоден только для слухового приема телеграфных сигналов, или сигналов с однополосной модуляцией. Такие приемники широко используются радиолюбителями-коротковолновиками и дают поразительные результаты. Например, в диапазоне 20 м приемник, содержащий всего 4 транзистора и пару колебательных контуров, обеспечивает прием станций всех континентов.

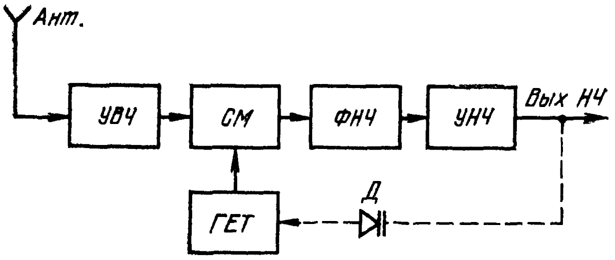


Рис. 75. Структурная схема приемника прямого преобразования

Сравнивая структурные схемы СФД (см. рис. 33) и приемника прямого преобразования, легко заметить, что они очень похожи. Если в схему рис. 75 добавить варикап *Д*, управляющий частотой гетеродина *ГЕТ*, и соединить его с выходом *УНЧ*, как показано на рисунке штриховыми линиями, получается ЧМ приемник с СФД, работающим непосредственно на частоте сигнала. Разумеется, *УНЧ* должен быть УПТ.

Попробуем определить чувствительность такого приемника. Выбрав в качестве УПТ операционный усилитель с умеренным коэффициентом усиления $K_0=2000$, зададимся коэффициентом передачи ФД $K_{\text{фд}}=0{,}5$ и крутизной управления гетеродина $q=2$ МГц/В. По формуле (17) находим чувствительность:

$$U_c=\frac{0.1}{0{,}5\cdot 2000\cdot 2}=50\ \text{мкВ}.$$

При использовании УВЧ с коэффициентом усиления 10 чувствительность всего приемника получается около 5 мкВ, т. е. близкая к предельно возможной для УКВ приемников. Однако при постройке такого ЧМ приемника возникают и трудности, главная из которых — дрейф «нуля» УПТ, вызывающий нестабильность частоты гетеродина. Дрейф «нуля» вызывается, главным образом, разбалансом ФД (смесителя), установленного перед УПТ. Рассмотрим эту проблему подробнее.

Пусть дрейф смесителя и УПТ, приведенный ко входу смесителя, составляет ΔU (мкВ). Тогда изменение частоты гетеродина составит: $\Delta f=\Delta U k_{\text{фд}} K_0 q$,

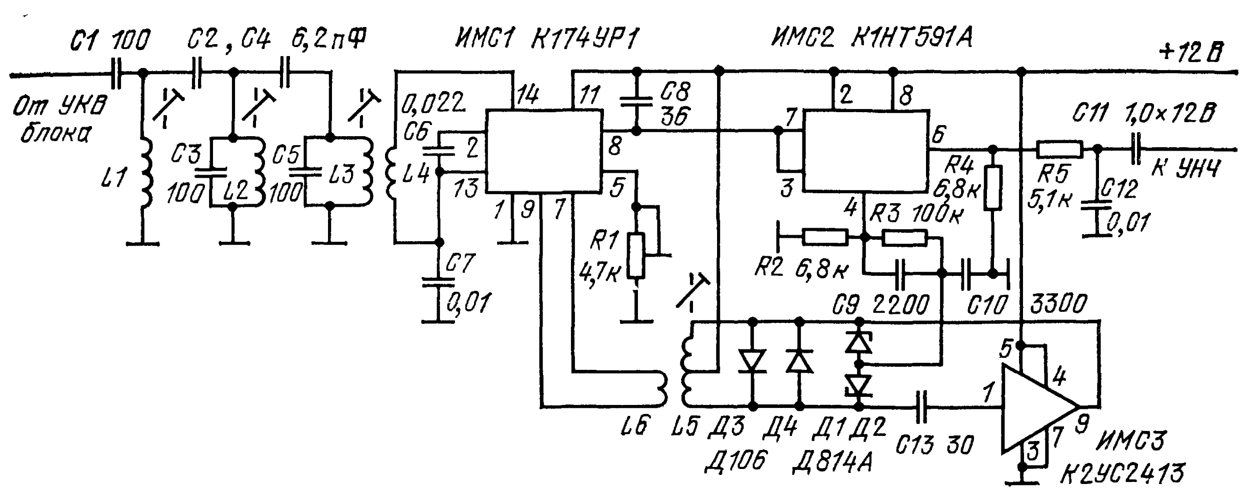


Рис. 73. Принципиальная схема тракта ПЧ на интегральных микросхемах

Принципиальная схема тракта показана на рис. 73. Сигнал с выхода УКВ блока подается на трехзвенный ФСС *L1—L4*, *C1—C5*, настроенный на ПЧ 6,5 МГц и далее на интегральную микросхему *ИМС1*. В нее входят УПЧ и ФД.

Гетеродин выполнен на интегральной микросхеме *ИМС3*, представляющей собой каскодный усилитель. Контур гетеродина образован катушкой *L5* и емкостью стабилитронов *Д1*, *Д2*, выполняющих функцию варикапов. Для стабилизации амплитуды колебаний гетеродина параллельно контуру подключены встречно-параллельные диоды *Д3*, *Д4*. Напряжение с выхода ФД подается на два эмиттерных повторителя (интегральная микросхема *ИМС2*). Через один из них оно поступает на выход тракта и далее на УНЧ, а через другой — на пропорционально-интегрирующий фильтр *R3C9C10*. Отфильтрованное напряжение управляет емкостью варикапов гетеродина, УПТ в данной схеме отсутствует.

Помимо петли ФАПЧ частичную синхронизацию гетеродина путем прямого захвата осуществляет сигнал ПЧ, попадающий на катушку связи *L6* через внутреннюю дифференцирующую цепочку интегральной микросхемы *ИМС1*. Поэтому фильтр петли можно выполнить и интегрирующим.

Катушки ФСС можно использовать готовые от тракта ПЧ звука телевизора «Электроника ВЛ-100». Катушка *L5* намотана на каркасе диаметром 7,5 мм и содержит 10+10 витков провода ПЭВ-0,12. Катушка *L6* наматывается поверх обмотки *L5* и содержит 11 витков такого же провода.

Налаживание тракта сводится к настройке всех контуров на частоту 6,5 МГц и регулировке полосы удержания с помощью резистора *R1*. Рекомендуемое значение полосы удержания — 240 кГц. Настройку удобно проводить с помощью прибора Х1-7. При настройке ФСС выход генератора качающейся частоты присоединяют ко входу тракта, а детекторную головку — к выводу *14* интегральной микросхемы *ИМС1*. При настройке СФД генератор подключают параллельно катушке *L3*, а детекторную головку — к выходу СФД. Контур гетеродина настраивают по положению «нуля» дискриминационной характеристики.

ТРАКТ ПЧ С *RC*-ГЕТЕРОДИНОМ В СФД

Данное устройство отличается от описанных схемой СФД, в котором в качестве гетеродина применен *RC*-генератор. Схема тракта (рис. 74) разработана Л. Чудновским.

СИНХРОННО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

Этот детектор предназначен для замены детектора отношений в приемнике, имеющем стандартные УКВ блок и тракт ПЧ. Поскольку в супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал хорошо фильтруется и ограничивается по амплитуде в тракте ПЧ, от СФД не требуется высокой избирательности и большого диапазона входных сигналов. Следовательно, имеются широкие возможности для оптимизации характеристик петли ФАПЧ.

Расчет детектора начнем с выбора формы АЧХ разомкнутой петли. Выберем ее такой, как показано на рис. 48, обеспечив тем самым максимальную глубину ОС в полосе пропускания. Принимая значение динамической ошибки слежения $\Delta\varphi = 0{,}35$, определяем по формуле (23) глубину ОС на верхней частоте диапазона, занимаемого комплексным стереосигналом (46 кГц):

$$L_{\text{в}} = \frac{\Delta f}{\Delta\varphi f} - 1 = \frac{50}{0{,}35 \cdot 46} - 1 = 2{,}2 \text{ (7 дБ)}.$$

При этом полоса пропускания петли (см. рис. 48) может быть всего на 3,5 дБ (в 1,5 раза) шире полосы сигнала, т. е. можно принять $f_{\text{в}} = 70$ кГц. Учитывая также, что на верхней частоте звукового спектра (15 кГц) желательно иметь глубину ОС не менее 15—20 дБ, что обеспечит малые нелинейные искажения, выбираем следующие значения параметров петли:

$$f_{\text{с}} = 15 \text{ кГц}, \quad f_{\text{в}} = 75 \text{ кГц}, \quad m = 0{,}2 \quad \text{и} \quad f_{\text{уд}} = 0{,}375 \text{ МГц}.$$

Приняв уровень входного сигнала равным 0,1 В и крутизну характеристики управления варикапа 0,5 МГц/В, находим общий коэффициент передачи ФД и УПТ по формуле (16)

$$K_{\text{фд}} K_0 = \frac{f_{\text{уд}}}{q U_{\text{с}}} = \frac{0{,}375}{0{,}5 \cdot 0{,}1} = 7{,}5.$$

Здесь достаточно одного каскада усиления по постоянному току. Выберем интегральную микросхему К2УС282, представляющую собой однокаскадный дифференциальный усилитель на транзисторах 2Т307. Сопротивление коллекторных нагрузок в этой интегральной микросхеме равно 680 Ом. Этим сопротивлением будет служить резистор *R1* пропорционально-интегрирующего фильтра (см. рис. 46,*а*). Находим параметры остальных элементов фильтра:

$$R2 = \frac{mR1}{1 - m} = 170 \text{ Ом}, \qquad C = \frac{1}{2\pi f_{\text{с}} (R1 + R2)} = 0{,}013 \text{ мкФ}.$$

Для обеспечения устойчивости необходимо, чтобы суммарная постоянная времени всех паразитных цепей не превосходила значения, определяемого по формуле (26): $\tau_{\text{п}} < 2{,}5$ мкс. Это требование легко выполняется с большим запасом.

Схема детектора, выполненного в соответствии с проведенным расчетом, показана на рис. 72. Ограничение амплитуды входного сигнала на уровне 0,5 В обеспечивает включенные встречно-параллельно кремниевые диоды *Д1* и *Д2*. Они подключены параллельно выходному контуру тракта ПЧ. Интегральная микросхема 2УС282 работает одновременно как ФД, гетеродин и УПТ.

Гетеродин выполнен по схеме с емкостной ОС на токозадающем транзисторе интегральной микросхемы. Контур гетеродина *L3C3C4Д3Д4* с помощью серполосу пропускания всей петли ФАПЧ. Это особенно важно при относительно низких частотах входного сигнала и гетеродина.

Наибольшую чистоту выходного спектра обеспечивают двойные балансные смесители, к которым относится кольцевой диодный ФД. Его схема показана на рис. 69. От простого балансного детектора он отличается включением в скрещенные ветви еще двух диодов. Благодаря этому кольцевой детектор представляет собой сбалансированный мост, для сигналов, подаваемых на оба входа. На выходе выделяется только постоянный ток и суммарная частота, равная, в случае ФД, удвоенной частоте входных сигналов. К недостаткам кольцевого диодного детектора относится низкое входное и выходное сопротивление и коэффициент передачи, меньший единицы.

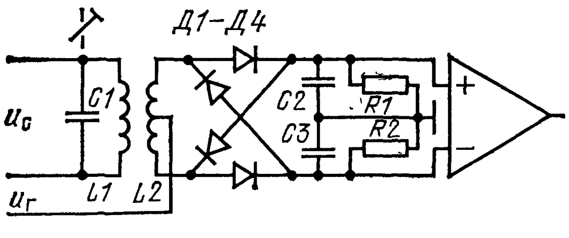


Рис. 69. Кольцевой ФД

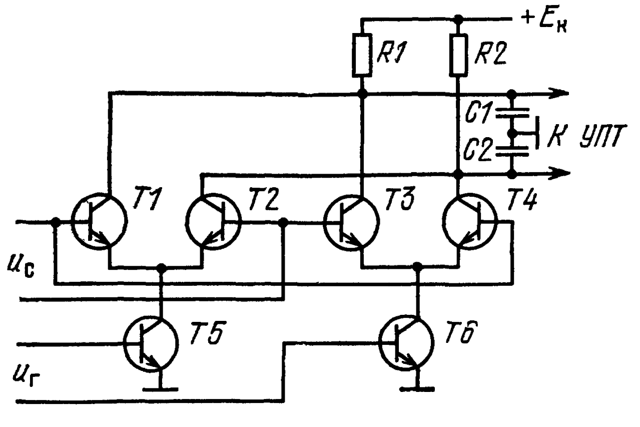


Рис. 70. Двойной балансный ФД →

Упрощенная схема двойного балансного ФД на транзисторах, обеспечивающего кроме детектирования еще и усиление сигнала, показана на рис. 70. Здесь два балансных детектора, подобных показанному на рис. 68, включены противофазно по обоим входам и синфазно по выходам. Если в первом детекторе перемножаются сигналы $U_с \sin(\omega t+\varphi)$ и $\sin \omega t$, то во втором $-U_с \sin(\omega t+\varphi)$ и $-\sin \omega t$. Произведение инвертированных входных сигналов дает точно такой же результат, как и произведение неинвертированных [см. формулу (13)]. При синфазном сложении выходных напряжений получается $u_{вых}=2k_{фд}U_с \cos \varphi$.

Двойной балансный ФД требует подачи симметричных (относительно общего провода) сигналов на оба входа. Практически он выполняется чаще всего в виде интегральной микросхемы. Можно использовать и две отдельные микросборки, например типов К1УТ221 или К2УС282, или им подобные, добавив в схеме рис. 70 необходимые цепи смещения. Наконец, можно использовать и согласованные пары транзисторов, например, типа К159НТ1, одну в качестве *Т1 Т2*, другую как *Т3 Т4*, третью в качестве токозадающих транзисторов.

ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ И УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные разновидности фильтров, применяемых в СФД, уже были рассмотрены. К ним относятся интегрирующий и пропорционально-интегрирующий *RC*-фильтры. При проектировании СФД необходимо лишь иметь в виду, что в УПТ уже имеются несколько паразитных интегрирующих *RC*-цепочек. Их число обычно равно числу каскадов усилителя. Поэтому из условий устойчивости ние гетеродина $U_г$ намного больше, чем напряжение сигнала $U_с$ (обычно это выполняется), то амплитуда остальных продуктов преобразования оказывается пренебрежимо малой. Блокировочный конденсатор *C2* замыкает все высокочастотные токи, и в нагрузке протекает лишь ток разностной частоты:

$$i = \frac{8}{4} B U_с U^2_г \cos(2\omega_г - \omega_с) t.$$

Физически работу детектора можно пояснить следующим образом. При переходе напряжения гетеродина через нуль оба диода закрыты и ток в цепи отсутствует. На пиках как положительной, так и отрицательной полуволн гетеродинного напряжения один из диодов проводит и источник сигнала оказывается подключенным к нагрузке. Таким образом, детектор работает как ключ, замыкающий цепь с частотой, равной удвоенной частоте гетеродина. Когда частота замыканий «ключа» близка к частоте сигнала, в нагрузке выделяются биения с разностной частотой $2\omega_г - \omega_с$ или $\omega_с - 2\omega_г$. Если же частота замыканий ключа совпадает с частотой сигнала, в нагрузке выделяется постоянное напряжение, т. е. происходит синхронное детектирование сигнала. Полярность этого напряжения положительна, если моменты замыканий «ключа» совпадают с положительными полуволнами сигнала, и отрицательна в противном случае. Если же моменты замыканий «ключа» совпадают с переходами сигнала через нуль, напряжение в нагрузке отсутствует. Таким образом, работа детектора происходит в соответствии с рис. 35, его характеристика подобна изображенной на рис. 36, а выходное напряжение дается формулой (13).

Описанный детектор имеет два важных достоинства. Во-первых, благодаря настройке гетеродина на частоту, равную половине частоты сигнала, практически полностью устраняется «просачивание» гетеродинного напряжения на вход ФД. Это значительно улучшает балансировку и стабильность «нуля» фазового детектора. Во-вторых, встречно-параллельные диоды не детектируют ни напряжение гетеродина, ни напряжение сигнала. Следовательно, включенный за фазовым детектором УПТ не будет разбалансироваться при изменении упомянутых напряжений.

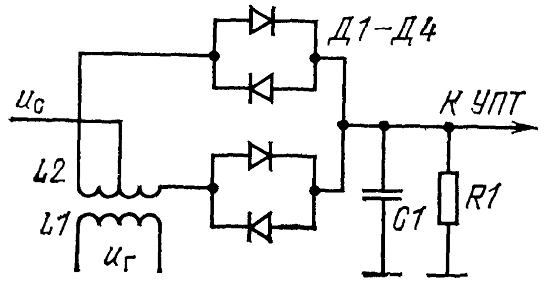


Рис. 67. Балансный ФД на встречно-параллельных диодах

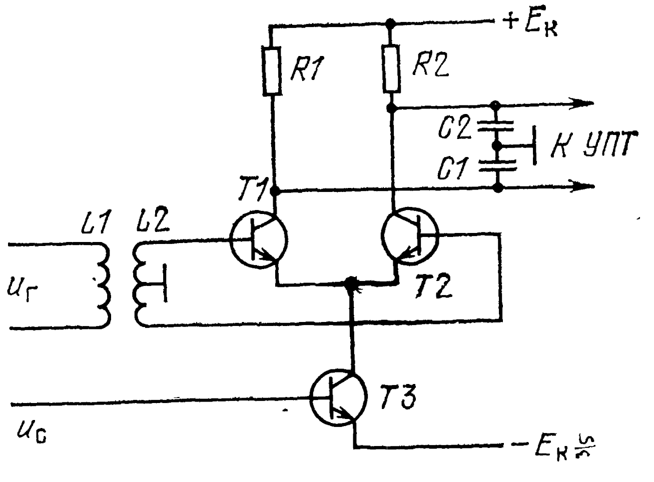


Рис. 68. Транзисторный ФД →

Для дальнейшего улучшения развязки входных и гетеродинных цепей ФД целесообразно применить балансную схему на встречно-параллельных диодах, показанную на рис. 67. Здесь напряжение гетеродина подводится симметрично к двум парам встречно-параллельных диодов. В результате напряжение гетеродина на средней точке катушки связи *L2* отсутствуют. Кроме того, отсутми диодами, включенными встречно-параллельно. Амплитуда генерируемых колебаний в контуре в этом случае будет равна 0,5 В. Для увеличения стабилизированной амплитуды несколько диодов можно включить последовательно, как показано на рис. 62. С этой же целью диоды можно подключить к отводу контурной катушки.

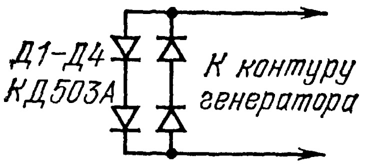


Рис. 62. Схема стабилизации амплитуды

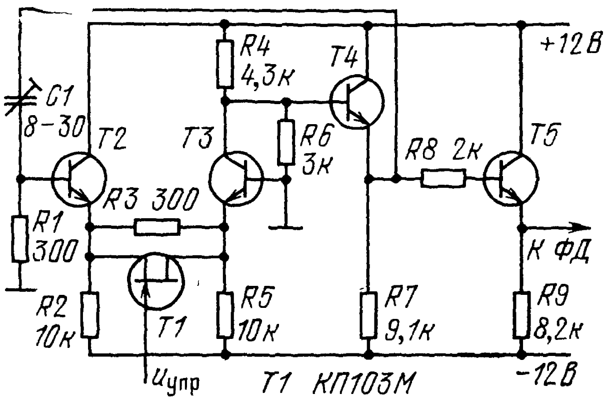


Рис. 63. Управляемый *RC*-гетеродин

Обычно *RC*-генераторы выполняют на нескольких транзисторах по схеме самовозбуждающегося мультивибратора. Частота генерации может управляться либо изменением напряжения смещения транзисторов, либо с помощью управляемых резисторов. Одна из возможных схем *RC*-генератора, работающего на частоте 6,5 МГц, приведена на рис. 63. Основой генератора является дифференциальный каскад, собранный на транзисторах *Т2* и *Т3*. Обратная связь подается с выхода эмиттерного повторителя (*Т4*) на вход дифференциального каскада через емкость конденсатора *С1*. Для изменения частоты генерации служит управляемый резистор — канал полевого транзистора *Т1*. Управляющее напряжение подается на затвор этого транзистора. Оно должно быть отрицательным по отношению к общему проводу. Выходной эмиттерный повторитель — транзистор *Т5* — служит для уменьшения влияния нагрузки на частоту генерации. Настройка генератора проста и сводится к установке требуемой частоты с помощью подстроечного конденсатора *С1*. При использовании более высокочастотных транзисторов, например типов КТ312 или КТ315, возможна работа генератора и на частоте 10,7 МГц.

ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Как уже говорилось, фазовыми детекторами могут служить устройства, выполненные по схемам рис. 14, 17 и 18, если напряжением $u_г$ является напряжение управляемого генератора. Предпочтительнее, тем не менее, использовать специальные схемы ФД, предназначенные именно для этой цели. Простейший балансный ФД показан на рис. 64. Напряжение сигнала $u_с$ подается на диоды детектора *Д1* и *Д2* в противофазе, а напряжение гетеродина $u_г$ — в фазе. Парафазное продетектированное напряжение выделяется на нагрузочных цепочках *R1C2* и *R2C3*. Оно подается на дифференциальный усилитель постоянного тока, которым может служить операционный усилитель.

Работу детектора можно пояснить следующим образом. Положительная полуволна гетеродинного напряжения отпирает оба диода, и напряжение сигнала, имеющееся в этот момент на катушке *L2*, оказывается приложенным к жение смещения. Пределы перестройки можно рассчитать, пользуясь известной формулой Томсона для резонансной частоты колебательного контура:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_к+C_м+C_д)}}, \qquad (28)$$

где L — индуктивность контурной катушки $L1$; $C_к$ — емкость коллекторного перехода транзистора; $C_м$ — емкость монтажа; $C_д$ — емкость варикапа.

Индуктивность в эту формулу подставляется в генри, емкость — в фарадах, при этом частота генерации получается в герцах. Емкости коллекторного перехода транзистора и варикапа берут из справочников, емкость монтажа обычно не превышает 5—10 пФ ($5—10\cdot10^{-12}$ Ф). Для определения емкости варикапа необходимо взять верхнее и нижнее значения управляющего напряжения и вычислить напряжения на переходе как разность между коллекторным и управляющим напряжением. Эти два значения напряжения на переходе дадут два значения емкости варикапа, которые и определяют границы перестройки генератора по частоте.

Типичная зависимость емкости (в пикофарадах) варикапа от напряжения (в вольтах) показана на рис. 59. График построен для варикапа Д901Е, однако характер зависимости емкости от напряжения на переходе $u_{обр}$ одинаков для любых типов варикапов. Поэтому графиком можно пользоваться для всех варикапов, изменив лишь масштаб вертикальной оси, на которой отложена емкость варикапа $C_д$. Для изменения масштаба достаточно знать лишь одно значение емкости варикапа, например, при обратном напряжении на переходе $u_{обр}=4$ В, которое обычно и дается в справочниках. Менее точно емкость варикапа можно определить по приближенной формуле:

$$C_д=\frac{2C_0}{\sqrt{u_{обр}}}, \qquad (29)$$

где C_0 — номинальная емкость варикапа при напряжении на переходе $u_{обр}=4$ В. Емкость в этой формуле выражается в пикофарадах, а напряжение — в вольтах.

При проектировании генератора необходимо предусмотреть, чтобы обратное напряжение на варикапе не снижалось ниже 3—4 В, иначе высокочастотное напряжение на переходе варикапа может оказаться больше напряжения смещения. Это приведет к тому, что варикап будет проводить в прямом направлении на пиках высокочастотных колебаний, что в свою очередь вызовет уменьшение амплитуды генерируемого напряжения на нижнем краю диапазона перестройки. Кроме того, расчетный диапазон перестройки не удастся реализовать, так как варикап получит дополнительное смещение из-за выпрямления части высокочастотного напряжения. Описанные эффекты почти полностью устраняются, если для перестройки использовать два варикапа, включенные встречно-последовательно, как показано на рис. 60. По этому же принципу изготавливаются и варикапные матрицы. Общая емкость последовательно включенных варикапов уменьшается вдвое.

Данные катушки *L1* зависят от выбранного диапазона частот. Отвод к конденсатору *C2* делается от 1/4—1/5 общего числа витков, считая от верхнего (по схеме) вывода катушки. Число витков катушки связи *L2* определяется напряжением, требуемым для нормальной работы *ФД*. Налаживание генератовышения селективности и помехоустойчивости на выходе приемника (рис. 56) устанавливается фильтр нижних частот *ФНЧ2*.

Более совершенны приемники, в которых управляются оба гетеродина одним и тем же сигналом с выхода *УПТ*. Цепь управления второго гетеродина, включающая варикап *Д2*, показана на рис. 56 штриховыми линиями. Такое устройство является приемником с ОСЧ, в котором вместо обычного *ЧД* установлен СФД. Подбирая крутизну характеристик управления первого и второго гетеродинов, можно получить максимальный пороговый выигрыш в помехоустойчивости для данных условий приема. В устройстве используются как достоинства ОСЧ, позволяющей «размодулировать» широкополосный входной ЧМ сигнал до невысокого индекса модуляции, так и достоинства СФД, состоящие в точном отслеживании частоты «размодулированного» сигнала. Чем меньше отношение сигнал-шум на входе, тем большую долю слежения за частотой должен выполнять первый гетеродин *Г1*. В пределе индекс модуляции в тракте ПЧ для всех частот модуляции должен быть близок к единице, а сама модуляция в тракте ПЧ — близка к фазовой. Тогда фазовый детектор *ФД* будет по сути дела синхронным детектором, имеющим очень низкий порог. Порог же всей системы будет определяться модуляцией гетеродина *Г1* шумами с выхода приемника. Подобный приемник, в принципе, может обеспечить помехоустойчивость, близкую к теоретически достижимой.

При приеме монофонического радиовещательного сигнала выигрыш по сравнению с обычным приемником может достичь 10—12 дБ, особенно при ограничении диапазона звуковых частот сверху. При стереофоническом приеме практически никакого выигрыша по сравнению с обычным приемником получить нельзя, поскольку ширина спектра стереосигнала (46 кГц) почти равна максимальной девиации частоты (50 кГц) и сузить полосу ЧМ сигнала за счет действия ОСЧ или за счет следящих свойств СФД невозможно.

К недостаткам приемника с двойным управлением относится наличие двух гетеродинов и, значит, возможность появления комбинационных помех из-за биений их гармоник при недостаточной взаимной экранировке и развязке по цепям питания. Этого недостатка не имеет приемник со структурной схемой, показанной на рис. 57. В нем используется только один гетеродин *Г*, служащий гетеродином СФД. Его сигнал подается на фазовый детектор *ФД* и одновременно на умножитель частоты с кратностью умножения n.

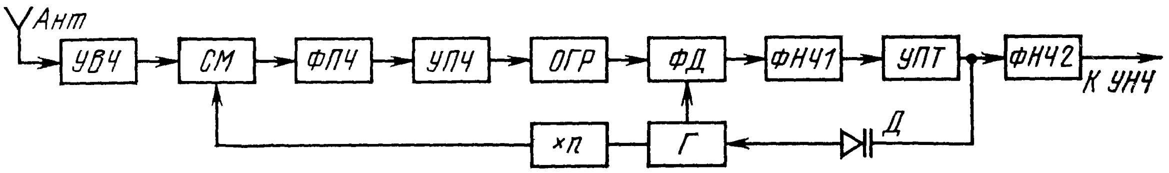


Рис. 57. Структурная схема приемника с умножением частоты подстраиваемого гетеродина

Умноженный по частоте сигнал подается на первый смеситель *СМ* как гетеродинный. Возможно и другое решение — использовать гетеродин первого преобразователя частоты, поделить его частоту цифровым счетчиком в n раз и полученное напряжение использовать как опорное в СФД. По результатам оба решения эквивалентны. Крутизна управления гетеродинной частотой первого преобразователя получается в n раз больше, чем второго. Коэффициент n определяет и значение ПЧ. Например, при $n=6$ и принимаемом диапазоне чавозможные изменения амплитуды сигнала и коэффициента усиления УПТ в петле полезно оставить не менее 7—10 дБ. Как видно из рис. 55, включение дополнительного фильтра резко сужает диапазон входных сигналов, и СФД становится неустойчив при увеличении уровня сигнала выше расчетного значения.

Для проверки устойчивости при проектировании СФД со сложными типами фильтров необходимо построить АЧХ и ФЧХ всех фильтрующих звеньев петли — основного и дополнительного фильтров, паразитных элементов — и убедиться, что сумма их фазовых сдвигов на всех частотах полосы пропускания не превосходит значения —90°. Затем устойчивость следует проверить и при различных уровнях входного сигнала в заданном диапазоне, так как при изменении уровня входного сигнала меняется и полоса пропускания СФД. Как правило, неустойчивость появляется лишь при больших уровнях сигнала, однако бывают и «условно-устойчивые» системы, возбуждающиеся при понижении уровня сигнала. Амплитудно-частотная характеристика разомкнутой петли у таких систем ФАПЧ имеет участки с крутизной выше 40 дБ на декаду внутри полосы пропускания. Разумеется, этого следует избегать.

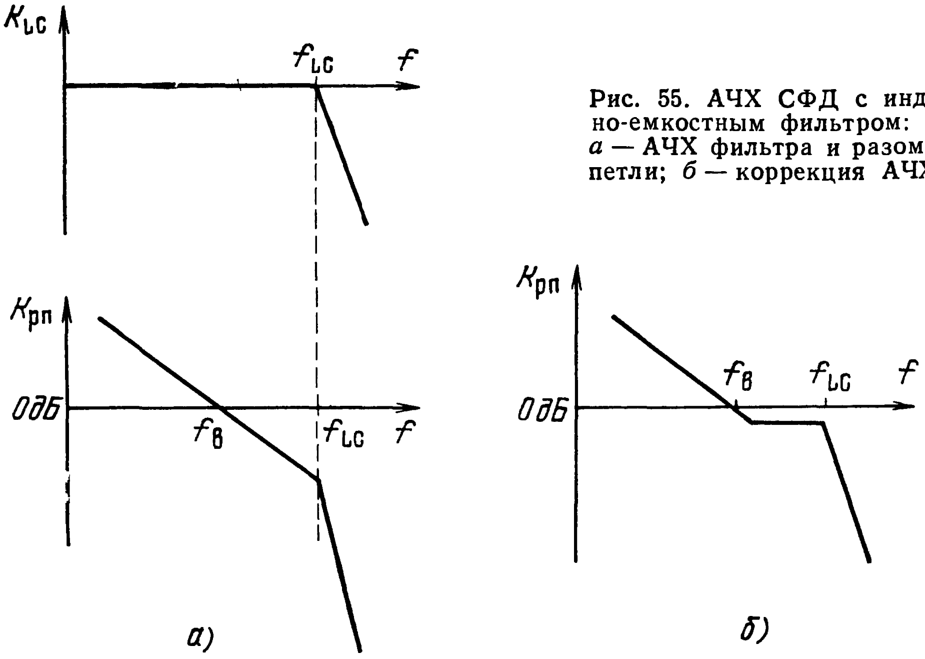


Рис. 55. АЧХ СФД с индуктивно-емкостным фильтром:
а — АЧХ фильтра и разомкнутой петли; *б* — коррекция АЧХ

Мы разобрали методику, позволяющую без применения высшей математики рассчитать, спроектировать СФД и оценить ожидаемые параметры. Здесь открывается много возможностей, и оптимальные варианты построения СФД найдены еще далеко не для всех практических случаев. Примеры практического проектирования СФД для супергетеродинных приемников рассматриваются дальше.

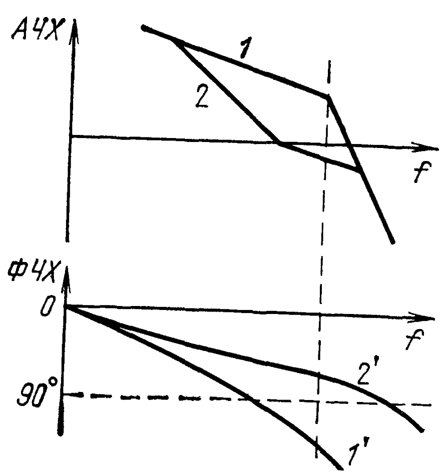
Глава четвертая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ СФД

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ПРИЕМНИКОВ С СФД

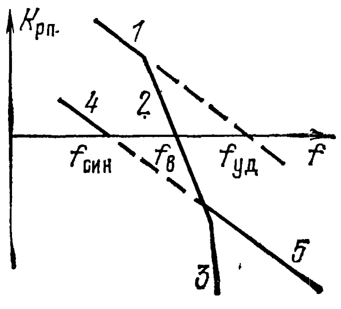
Наиболее простой и очевидный путь использования СФД в супергетеродинном приемнике ЧМ — это замена им обычного дискриминатора или детектора отношений. Структурная схема приемника в этом случае не отличается от порующего звена состоит в том, что его введение уменьшает полосу удержания системы в m раз из-за снижения коэффициента передачи по постоянному току.

Итак, СФД с однозвенным интегрирующим, а тем более с пропорционально-интегрирующим фильтром, устойчивы. Самовозбуждение при сильных сигналах, возникающее из-за паразитных элементов усилителя, можно устранить частотной коррекцией. Тем не менее, в любом случае желательно применять усилители с возможно более широкой полосой пропускания и стараться свести до минимума влияние остальных паразитных емкостей схемы, образующих интегрирующие цепочки. Разумеется, полностью избавиться от крутого участка АЧХ разомкнутой петли в области высоких частот, вызванного наличием паразитных элементов, не удается. Смысл же частотной коррекции состоит в том, чтобы вывести этот крутой участок за пределы полосы пропускания петли. Это иллюстрируется рис. 53, где показаны АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли до коррекции (кривые *1* и *1'*) и после коррекции (кривые *2* и *2'*). Если в первом случае СФД был неустойчив — точка пересечения АЧХ с горизонтальной осью попадала на крутой участок, а фазовый сдвиг на этой частоте превышал —90°, то во втором случае СФД устойчив. Устойчивость достигнута ценой некоторого уменьшения полосы пропускания и глубины ОС.



← Рис. 53. Коррекция АЧХ петли

Рис. 54. АЧХ петли при прямом захвате гетеродина



В случае, когда частотные методы коррекции характеристик петли не дают желаемых результатов, можно использовать еще одно средство.

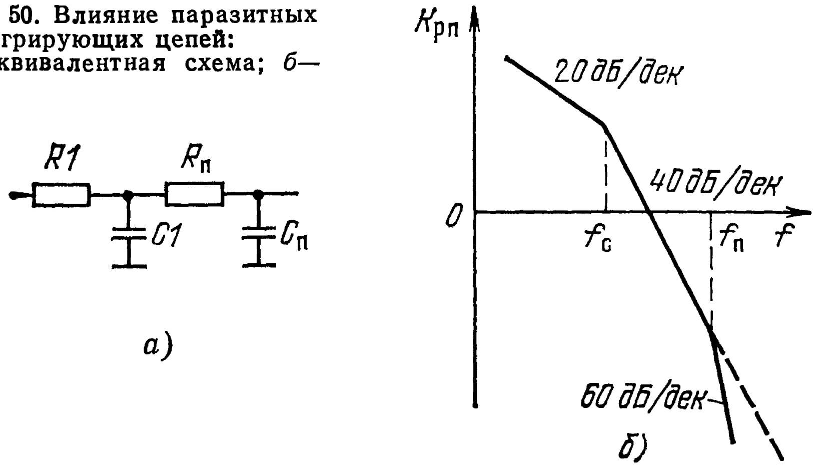
Прямой захват гетеродина СФД сигналом позволяет практически при любых АЧХ разомкнутой петли обеспечить устойчивую работу системы ФАПЧ. Если в контуре гетеродина, кроме собственных автоколебаний, действует еще и напряжение внешнего сигнала, наблюдается явление захвата, состоящее в синхронизации колебаний гетеродина сигналом (вспомним, например, синхронизацию развертки в осциллографах). Полоса синхронизации прямо пропорциональна амплитуде внешнего сигнала в контуре $U_с$ и определяется формулой:

$$f_{син}=\frac{U_с f_0}{U_0 2Q}, \qquad (27)$$

где U_0 — амплитуда собственных автоколебаний; f_0 — частота гетеродина; Q — добротность контура гетеродина (для RC-генераторов $Q=2$).

В ранних экспериментальных моделях синхронных АМ и ЧМ приемников явление прямого захвата было основным средством синхронизации гетеродина. Можно показать, что системы, использующие прямой захват, полностью эквисигнала точка пересечения смещается на участок АЧХ с крутизной 40 дБ на декаду и на АЧХ замкнутой петли появляется подъем (см. рис. 45), приводящий к самовозбуждению в петле при приближении точки пересечения к участку с еще большей крутизной. При переходе на участок с крутизной 60 дБ или более на декаду самовозбуждение неизбежно.

Рис. 50. Влияние паразитных интегрирующих цепей:
а—**эквивалентная схема;** *б*—**АЧХ**



Объясняется это тем, что фазовый сдвиг простых цепочечных звеньев (или, как их часто называют, минимально-фазовых) звеньев однозначно связан с их АЧХ. Например, для логарифмически линейных АЧХ фазовый сдвиг постоянен во всем диапазоне частот и пропорционален наклону АЧХ. Если наклон отсутствует (АЧХ горизонтальна), фазовый сдвиг также равен нулю; если наклон составляет 20 дБ на декаду, фазовый сдвиг равен —90°; если наклон составляет 40 дБ на декаду, фазовый сдвиг равен —180°, и т. д. Для сложных АЧХ фазовый сдвиг уже не постоянен, и в этом случае следует строить ФЧХ. В первом, грубом приближении, можно считать, что фазовый сдвиг на данной частоте прямо пропорционален крутизне АЧХ на данной частоте и равен примерно —90° на каждые 20 дБ на декаду. Однако на фазовый сдвиг на данной рабочей частоте влияет и крутизна участков АЧХ, соседних с рабочим, но это влияние тем меньше, чем дальше они отстоят по частоте.

Практически, в СФД можно использовать в качестве рабочего участок АЧХ разомкнутой петли с крутизной 40 дБ на декаду, если он соседствует с более пологими участками, однако это совершенно недопустимо, если соседние участки АЧХ имеют бо́льшую крутизну.

Расчет показывает, что система ФАПЧ с интегрирующим фильтром устойчива, если постоянная времени паразитной *RC*-цепи удовлетворяет условию

$$\tau_п = R_п C_п \ll \frac{1}{2\pi f_{уд}}. \qquad (25)$$

Если таких цепей несколько, то значение $\tau_п$ принимают равным сумме их постоянных времени. Приведенное условие устойчивой работы можно сформулировать и по-другому: полоса пропускания усилителя в петле ФАПЧ с интегрирующим фильтром должна быть больше полосы удержания системы.

Условие устойчивости системы ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром определяется выражением

$$\tau_п \ll m\tau + \frac{1}{2\pi f_{уд}}, \qquad (26)$$

Для улучшения линейности характеристики управления варикап следует включать в контур гетеродина возможно полнее, уменьшая до минимума емкость остальных конденсаторов контура. Исключительно высокую линейность можно получить, применив в качестве гетеродина управляемый напряжением *RC*-генератор.

Нелинейные искажения, вносимые ФД и УПТ, сильно уменьшаются при замыкании цепи ОС, т. е. в режиме захвата петли ФАПЧ. Поэтому для упомянутых элементов допустима (хотя и нежелательна по другим причинам) некоторая нелинейность характеристики. Это не относится, к сожалению, к характеристике управления, поскольку выходным сигналом СФД является именно сигнал управления, а не частота гетеродина.

Глубина ОС определяет точность, с которой гетеродин СФД отслеживает изменения частоты входного сигнала. Если частота сигнала постоянна, то частота гетеродина в точности совпадает с ней. Если же частота сигнала изменяется во времени, как это бывает при модуляции, то появляется динамическая ошибка слежения, равная мгновенной разности фаз колебаний сигнала и гетеродина $\Delta\varphi$. Ее можно оценить, зная индекс модуляции, равный отклонению фазы ЧМ сигнала, выраженному в радианах: $\beta=\Delta\omega/\Omega=\Delta f/f$, и глубину ОС $L_{о.с}$ в петле ФАПЧ на данной частоте модуляции f:

$$\Delta\varphi=\frac{\beta}{L_{ос}+1}=\frac{\Delta f}{f(L_{ос}+1)}. \qquad (23)$$

Для получения малых нелинейных искажений необходимо, чтобы разность фаз $\Delta\varphi$ не выходила за пределы линейной части характеристики ФД, где $\sin\Delta\varphi\approx\Delta\varphi$. Это условие выполняется при $\Delta\varphi<0{,}3\ldots0{,}5$ (20—30°) во всем диапазоне модулирующих частот. При девиации частоты сигнала $\Delta f=50$ кГц и модулирующей частоте 15 кГц необходимо иметь глубину ОС на высоких частотах модуляции около 6—10 (15—20 дБ). На более низких частотах глубина ОС $L_{о.с}$ возрастает в силу естественного для систем ФАПЧ подъема АЧХ разомкнутой петли (см. рис. 41) и динамическая ошибка слежения уменьшается. Для получения глубокой ОС во всем диапазоне модулирующих частот наиболее благоприятна форма АЧХ разомкнутой петли с пропорционально-интегрирующим фильтром (рис. 48), когда горизонтальная ось, соответствующая номинальному уровню сигнала, пересекает АЧХ вблизи ее второго излома. При таком положении оси справедливо соотношение:

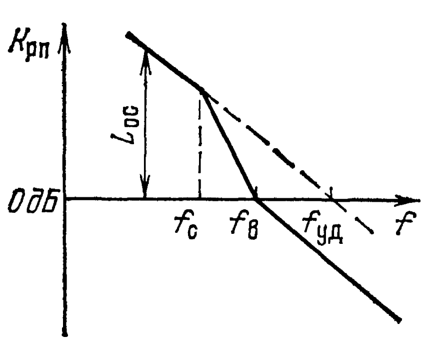


Рис. 48. Оптимальная АЧХ разомкнутой петли

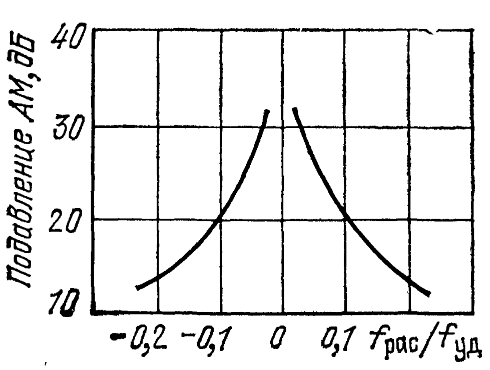


Рис. 49. Подавление АМ с СФД

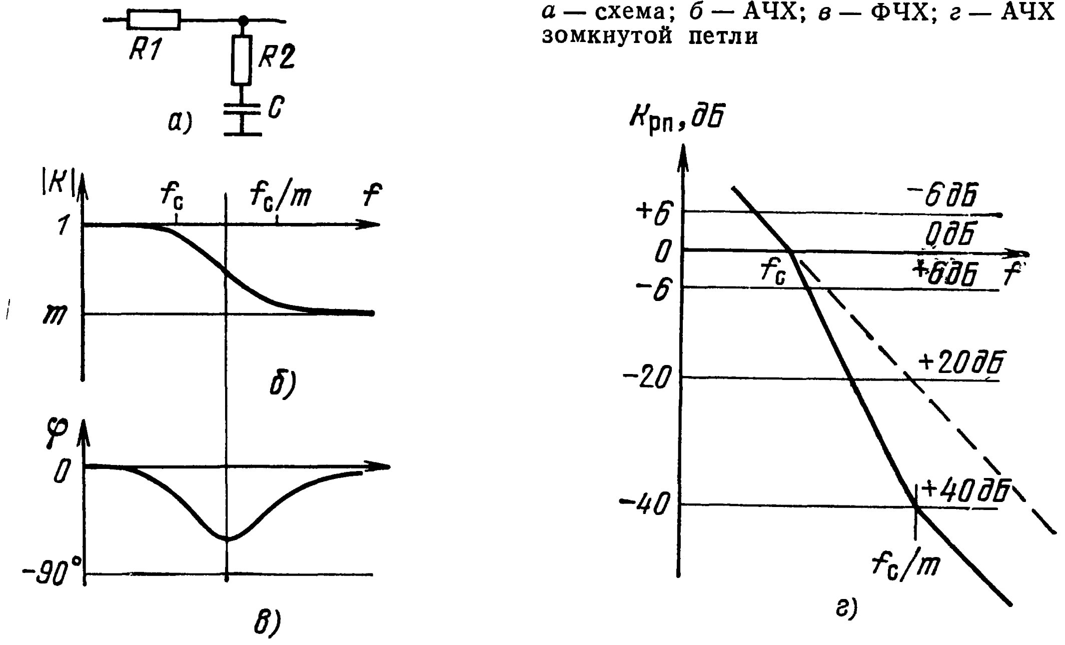
$$f_c=mf_в=m^2f_{уд}, \qquad (24)$$

АЧХ. Поэтому включение интегрирующего фильтра почти не увеличивает помехоустойчивости СФД.

Единственным важным достоинством СФД с интегрирующим фильтром является высокая селективность — она эквивалентна селективности двухконтурного полосового фильтра с полосой пропускания, равной полосе пропускания СФД.

СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром. Схема пропорционально-интегрирующего фильтра показана на рис. 46,*а*, а его АЧХ и ФЧХ — соответственно на рис. 46,*б* и *в*. Частота среза такого фильтра

Рис. 46. Пропорционально-интегрирующий фильтр:
а — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ; *г* — АЧХ разомкнутой петли



$$f_c=\frac{1}{2\pi(R1+R2)C}. \qquad (21)$$

Резистор $R2$ уменьшает фазовый сдвиг фильтра на высоких частотах и стабилизирует коэффициент передачи на уровне

$$m=R2/(R1+R2), \qquad (22)$$

что уменьшает подъем реальной АЧХ замкнутой петли. Асимптотическая АЧХ разомкнутой петли имеет изломы на частотах f_c и f_c/m и участок с крутизной 40 дБ на декаду между ними (рис. 46,*г*). Горизонтальные оси на этом рисунке проведены для тех же уровней сигнала, что и на рис. 44,*г*.

Реальные АЧХ детектора с пропорционально-интегрирующим фильтром для значения параметра фильтра $m=0{,}1$ показаны на рис. 47. При уровнях сигнала —6, 0 +6 дБ, когда горизонтальная ось на рис. 46,*г* пересекает АЧХ разомкнутой петли в области первого излома, реальные АЧХ замкнутой петли мало отличаются от АЧХ системы с интегрирующим фильтром для тех же уровней сигнала. Они имеют лишь меньшую крутизну ската в области больших затуханий (40 дБ и более). При увеличении сигнала до некоторого уровня на АЧХ появляется подъем, однако при дальнейшем росте сигнала, т. е. при перемещении точки пересечения с горизонтальной осью на пологий участок АЧХ разомкнутой петли за вторым изломом, упомянутый подъем уменьшается и реальс крутизной 20 дБ на декаду. Для входного сигнала такой детектор эквивалентен по селективности одиночному контуру с полосой пропускания, равной полосе пропускания СФД.

Синхронно-фазовый детектор без фильтра можно использовать в ЧМ приемнике, если не требуется высокой помехоустойчивости. Полосу удержания в этом случае необходимо выбирать не уже 0,1—0,2 МГц. При этом полоса пропускания детектора и, следовательно, шумовая полоса получаются такими же. Преимущества по сравнению с обычным ЧД при этом состоят лишь в большей линейности дискриминационной характеристики.

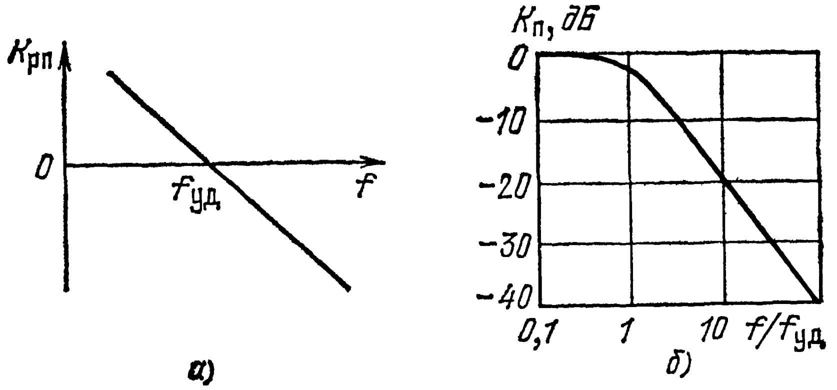


Рис. 43. АЧХ СФД без фильтра:
а — разомкнутой петли; *б* — замкнутой петли

Синхронно-фазовый детектор с интегрирующим фильтром. Интегрирующим фильтром обычно служит *RC*-цепочка, показанная на рис. 44,*а*. Ее АЧХ и ФЧХ показаны соответственно на рис. 44,*б* и *в*. Включение такой цепи в петлю ФАПЧ создает излом АЧХ разомкнутой петли на частоте среза f_c (рис. 44,*г*). Зависимость этой частоты от параметров элементов фильтра определяется формулой:

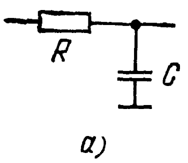
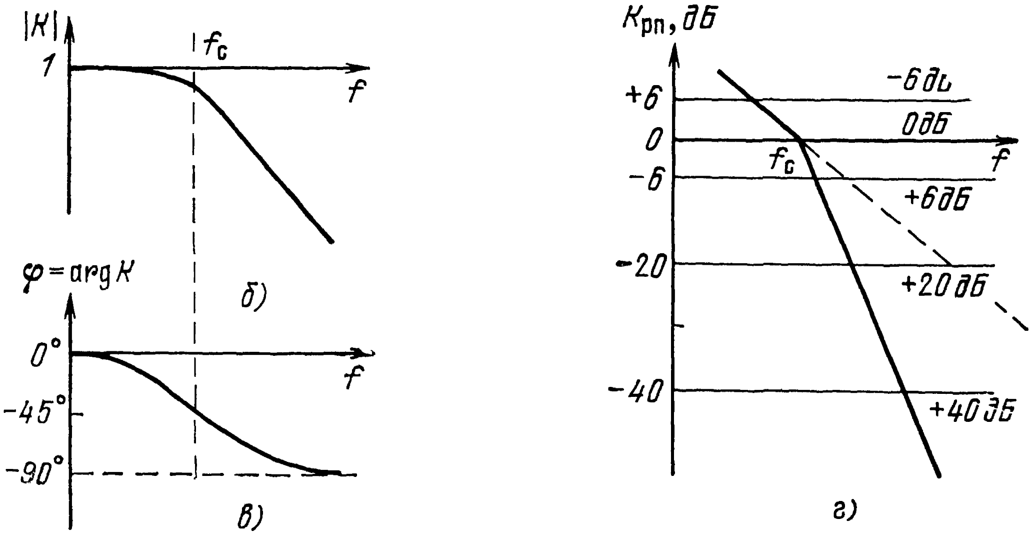


Рис. 44. Интегрирующий фильтр:
а — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ; *г* — АЧХ разомкнутой петли



Расчет этот достаточно сложен и требует навыка работы с комплексными функциями. Поэтому для оценки АЧХ целесообразно пользоваться упрощенным графическим методом. Для этого строят в логарифмическом масштабе АЧХ всех звеньев петли и, суммируя их ординаты, получают АЧХ разомкнутой петли $K_{\text{рп}}$ (сплошная линия на рис. 41). Штриховой линией, имеющей крутизну 20 дБ на декаду (десятикратное изменение частоты), на рисунке показана АЧХ подстраиваемого гетеродина. На частотах выше частоты среза $f_с$ фильтра к АЧХ гетеродина добавляется затухание фильтра $K(f)$. Остальные звенья петли имеют постоянные и не зависящие от частоты коэффициенты передачи. Масштаб по осям графика подбирают так, чтобы точка пересечения АЧХ гетеродина с горизонтальной осью давала значение $f_{\text{уд}}$, рассчитанное по формуле (16) для выбранного уровня сигнала $U_с$. Этот уровень сигнала принимают за нулевой (0 дБ). Точка пересечения горизонтальной оси с АЧХ разомкнутой петли определяет верхнюю граничную частоту полосы пропускания замкнутой петли $f_в$. На этой частоте $K_{\text{рп}}=1$ (0 дБ).

Для нахождения искомой АЧХ замкнутой петли $K_п$ заметим, что в соответствии с формулой (18) $K_п \approx 1$ при $K_{\text{рп}}>1$ и $K_п \approx K_{\text{рп}}$ при $K_{\text{рп}}<1$. Поэтому АЧХ замкнутой петли горизонтальна на частотах ниже $f_в$ и совпадает с АЧХ разомкнутой петли на частотах выше $f_в$. Интервал в децибелах между линиями $K_п$ и $K_{\text{рп}}$ на частотах полосы пропускания петли соответствует глубине обратной связи $L_{\text{ос}}$. На нулевой частоте она бесконечно велика, чем и объясняется абсолютно точное отслеживание системой ФАПЧ средней частоты входного сигнала.

При изменении уровня входного сигнала АЧХ петли также изменяется. Например, увеличение напряжения сигнала в 10 раз (на 20 дБ) приводит к расширению полосы удержания во столько же раз. На рис. 41 при этом горизонтальная ось сместится на 20 дБ вниз. Вся сетка значений $K_{\text{рп}}$ также сместится. Расширится и горизонтальный участок АЧХ замкнутой петли, т. е. полоса пропускания детектора.

Таким образом, упрощенный графический метод позволяет в общих чертах найти форму АЧХ петли ФАПЧ, а следовательно, полосу пропускания и кривую селективности СФД. К сожалению, этот метод не учитывает фазовых сдвигов сигнала в петле ФАПЧ, а они в значительной мере влияют на форму АЧХ в полосе пропускания, а в некоторых случаях приводят и к потере устойчивости (самовозбуждению) петли. Влияние фазовых сдвигов мы рассмотрим далее, при разборе конкретных характеристик СФД. Последний важный параметр СФД, о котором необходимо упомянуть — полоса захвата.

Полоса захвата петли ФАПЧ численно равна максимальной расстройке частот сигнала и гетеродина, при которой система самостоятельно входит в режим захвата. Она никогда не может быть шире полосы удержания. С достаточной для практики точностью полосу захвата можно считать равной полосе пропускания петли $f_в$. В действительности же она несколько шире, поскольку даже в режиме биений наблюдается «подтягивание» частоты гетеродина к частоте сигнала. Насколько велика эта разница, зависит от типа фильтра, примененного в петле ФАПЧ. Для наиболее распространенных типов фильтров полоса захвата равна 1,2—1,3 полосы пропускания (интегрирующий и пропорционально-интегрирующий фильтры).

Определив полосы захвата и удержания, проиллюстрируем процесс настройки СФД на частоту станции. Предположим, что частота станции (сигнала) модулированное колебание на неравномерностях АЧХ тракта, а затем уже детектируется на нелинейностях амплитудной характеристики. Описанные эффекты обычно невелики и приводят к появлению боковых настроек, при которых прием слаб и, как правило, сопровождается большими искажениями.

Если сигнал биений детектируется в УПТ, то устранить помехи такого рода можно лишь увеличением селективности фильтра петли ФАПЧ *ФНЧ1* и применением *УПТ* с меньшей нелинейностью. Частотно-модулированные сигналы сильных станций полезно ограничить по амплитуде перед подачей на СФД, это резко снижает влияние нелинейностей и практически полностью устраняет помехи. При детектировании же сигнала биений в УНЧ на выходе детектора полезно включить фильтр *ФНЧ2* с верхней граничной частотой, равной наивысшей частоте модулирующего сигнала (15 кГц для монофонического и 46 кГц для стереофонического сигнала). Этот фильтр можно сделать очень эффективным и полностью устранить проникновение сигнала биений в УНЧ, а следовательно, и помехи. На характеристики самой петли ФАПЧ параметры фильтра *ФНЧ2* не влияют.

Таким образом, селективность СФД в режиме биений полностью определяется суммарной АЧХ фильтров *ФНЧ1* и *ФНЧ2.*

В режиме захвата сигнала селективность СФД резко возрастает, так как в системе ФАПЧ замыкается цепь ОСЧ, заставляющая гетеродин *Г* следить преимущественно за «своим» сигналом. Сигналы соседних по частоте станций и помех при этом ослабляются.

Селективность в режиме захвата и равномерность передачи частот модуляции (частот звукового спектра) определяются эквивалентной АЧХ детектора. Амплитудно-частотная характеристика показывает, во сколько раз девиация частоты гетеродина СФД меньше девиации сигнала на входе детектора. Амплитудно-частотную характеристику изображают как функцию частоты модулирующего сигнала. Если же оценивается влияние помехи по соседнему каналу, т. е. селективность детектора, вместо частот модуляции берут частоту биений между несущей сигнала и помехой. Примерный вид эквивалентной АЧХ можно представить из общих физических соображений. При медленных изменениях частоты сигнала гетеродин СФД отслеживает ее точно, поэтому низкие частоты модуляции в СФД не ослабляются. По мере повышения частоты модуляции сигнала во все большей мере сказывается инерционность СФД, обусловленная фильтром в петле ФАПЧ и инерционность гетеродина. Поэтому СФД как бы «не успевает» отслеживать быстрые изменения частоты входного сигнала и действует подобно ФНЧ. Соответственно и АЧХ СФД похожа на АЧХ ФНЧ. Так же, как и для ФНЧ, можно найти верхнюю граничную частоту полосы пропускания СФД $f_в$.

Рассчитав или построив графически эквивалентную АЧХ для модулирующих частот, легко построить и кривую селективности СФД для частот входного сигнала. Приняв во внимание, что фазовый детектор СФД осуществляет преобразование частоты, кривую селективности можно найти, зеркально отобразив эквивалентную АЧХ по обе стороны от частоты гетеродина, как показано на рис. 40. Для входных частот СФД является полосовым фильтром с полосой пропускания 2 $f_в$.

Интересно отметить, что частота гетеродина $f_г$ изменяется при ЧМ сигнала, благодаря процессу слежения в СФД. Следовательно, и полоса пропускания, центрированная на частоте гетеродина, сдвигается по оси частот в соответст-

Если имеется начальная расстройка между частотами сигнала и гетеродина, установившееся значение фазы уже не будет равно точно 90°. Оно будет определяться тем дополнительным постоянным напряжением, которое необходимо для подстройки гетеродина на частоту сигнала. Очевидно, тем не менее, что в установившемся режиме разность фаз должна лежать в пределах 0—180°, т. е. находиться, на спадающем участке характеристики фазового детектора.

Разумеется, столь упрощенное описание не может отразить динамику вхождения системы ФАПЧ в синхронизм. Более полно этот процесс иллюстрируют фазовые диаграммы, изображенные в координатах φ (ось абсцисс) и $d\varphi/dt=\omega$ (ось ординат). Сведения о них можно найти в специальной литературе. График рис. 36 использован только потому, что выходное напряжение фазового детектора и частота гетеродина однозначно связаны благодаря действию петли ФАПЧ.

Из приведенного описания ясно, что в режиме захвата гетеродин СФД «следит» за частотой и фазой входного сигнала. Частота гетеродина пропорциональна управляющему напряжению, вырабатываемому в петле ФАПЧ. При ЧМ входного сигнала управляющее напряжение оказывается пропорциональным девиации частоты, т. е. является продетектированным сигналом. Оно и используется как выходное напряжение детектора и после дополнительной фильтрации фильтром *ФНЧ2* (см. рис. 33) подается на УНЧ или стереодекодер приемника.

Линейность дискриминационной характеристики СФД полностью определяется линейностью характеристики управляемого гетеродина $f_г=f(u_{упр})$. Последнюю зависимость удобно представить в виде: $f_г=f_0+qu_{упр}$, где f_0 — номинальная частота генерации; q — крутизна характеристики управления. Поскольку частота гетеродина $f_г$ при захвате в точности равна частоте сигнала $f_с$, получаем:

$$u_{упр}=\frac{1}{q}(f_с-f_0). \tag{15}$$

При условии, что характеристика управления частотой гетеродина линейна (или, что то же самое, q является постоянной величиной), линейной получается и зависимость управляющего напряжения от частоты сигнала, показанная на рис. 39. Получить же практически линейную характеристику управления сравнительно несложно — об этом будет рассказано ниже, в разделе об управляемых генераторах. Поскольку $u_{упр}$ является также и выходным напряжением СФД, график рис. 39 соответствует дискриминационной характеристике СФД. Для сравнения полезно обратиться к рис. 13 или 20, на которых показаны дискриминационные характеристики обычных детекторов.

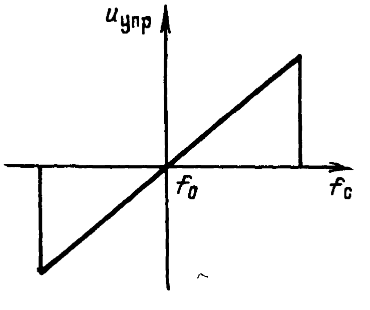


Рис. 39. Дискриминационная характеристика СФД

Из сравнения характеристик видно, что СФД обладает значительно лучшей линейностью во всей полосе частот, где происходит слежение. При срыве слежения управляющее напряжение на выходе СФД исчезает. Таким образом, характеристика СФД гораздо ближе к «идеальной», чем характеристика обычного детектора.

Интересен процесс настройки на станцию в приемнике с ФАПЧ, имеющим дискриминационную характеристику, как на рис. 39. В отличие от обычного

Как мы убедились, косинусоидальная характеристика детектора получается как при синусоидальной, так и при прямоугольной форме напряжения гетеродина. Это объясняется тем, что входное напряжение сигнала имеет синусоидальную форму. Если же на оба входа фазового детектора подаются прямоугольные напряжения сигнала и гетеродина, то характеристика приобретает треугольную форму. Это возможно при жестком ограничении по амплитуде обоих сигналов. Такой случай в СФД радиоприемников встречается редко.

Таким образом, напряжение на выходе ФД пропорционально амплитуде входного сигнала и косинусу разности фаз входного сигнала и сигнала гетеродина.

В случае, когда частоты входного и гетеродинного сигналов не совпадают, разность их фаз непрерывно изменяется, пробегая весь диапазон значений от 0 до 2π. Тогда

$$u_c = U_c \sin[(\omega+\Omega)t] = U_c \sin(\omega t+\Omega t) = U_c \sin(\omega t+\varphi),$$

где $\varphi=\Omega t$. На выходе ФД в этом случае выделяется сигнал биений: $u_{вых} = k_{фд} U_c \cos \Omega t$. Это сигнал переменного тока с частотой, равной разности частот сигнала и гетеродина.

Практически фазовые детекторы можно выполнить по схемам, описанным в первой главе (рис. 14, 17 и 18), необходимо лишь исключить цепь связи между входом детектора и фазосдвигающим контуром — индуктивную связь катушек *L1* и *L2* на рис. 14 и конденсатор *C2* на рис. 17 и 18. На вход детектора по-прежнему подается напряжение сигнала u_1, а напряжение u_2 берется от местного гетеродина. Фазосдвигающий контур может одновременно служить и контуром гетеродина.

Фильтр нижних частот, а также усилитель постоянного тока не содержат каких-либо особенностей, их выполняют (см. рис. 33) по широко распространенным схемам. Фильтрами чаще всего служат *RC*-цепочки, а усилителем — транзисторный операционный усилитель. Для управления частотой гетеродина служит варикап, включенный в его контур. Некоторое распространение, особенно при низких промежуточных частотах, получили также управляемые напряжением *RC*-генераторы.

Рассмотрим теперь процесс захвата сигнала в системе ФАПЧ. Пусть при включении СФД (см. рис. 33) частоты сигнала и гетеродина не совпадают. Тогда на выходе фазового детектора возникает сигнал биений $k_{фд} U_c \cos \Omega t$. Этот сигнал проходит через фильтр ФНЧ с частотной характеристикой $K(\Omega)$ и усиливается усилителем с коэффициентом усиления K_0. На управляющий элемент гетеродина будет воздействовать напряжение $k_{фд} K_0 K(\Omega) U_c \cos \Omega t$. Крутизну характеристики управления гетеродина обозначим как q. Она численно равна приращению частоты гетеродина при изменении управляющего напряжения на 1 В. Под воздействием управляющего напряжения частота гетеродина будет изменяться, увеличиваясь при одной полуволне этого напряжения и уменьшаясь при другой. При этом изменяется и мгновенная частота биений. Сигнал биений становится не синусоидальным, а таким, как показано на рис. 37. При изменении знака расстройки гетеродина относительно частоты сигнала полярность кривой рис. 37 также изменяется на обратную. Форма этой кривой такова, что в сигнале биений содержится постоянная составляющая u_0, как бы «подтягивающая» частоту гетеродина к частоте сигнала. Если «подтягивание» частоты больше начальной расстройки частот сигнала и гетеродина, то в систедействия *СФД* сводится к следующему: при расхождении фаз (вследствие несовпадения частот) входного и гетеродинного сигналов фазовый детектор вырабатывает напряжение ошибки, которое, будучи отфильтрованным и усиленным в петле ФАПЧ, воздействует на частоту управляемого напряжением гетеродина. В результате его частота устанавливается равной частоте входного сигнала (в системе происходит так называемый «захват»). Остается лишь некоторая фазовая ошибка, зависящая от начальной расстройки частот и свойств конкретной системы ФАПЧ. Если же частота входного сигнала, подводимого к системе ФАПЧ, изменяется в соответствии с законом модуляции, то частота гетеродина будет отслеживать эти изменения, а управляющее напряжение при линейной характеристике управления частотой будет соответствовать закону модуляции сигнала. Оно и используется как выходное продетектированное напряжение. Заметим, что управляющее напряжение вообще не зависит от амплитуды входного ЧМ сигнала, а определяется только его частотой. В этом отношении СФД близок к идеальному ЧД.

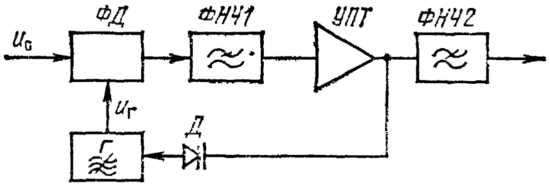


Рис. 33. Структурная схема СФД

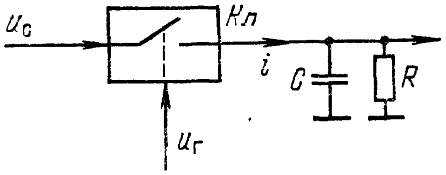


Рис. 34. К принципу действия ФД

Фильтр *ФНЧ2* в работе петли ФАПЧ не участвует и служит лишь для дополнительной, последетекторной фильтрации низкочастотного сигнала, в частности, для устранения высокочастотных компонент шума и биений с сигналами соседних по частоте станций.

Прежде чем перейти к детальному рассмотрению работы СФД в целом, остановимся на устройстве отдельных узлов его структурной схемы, в частности, фазового детектора. В идеальном случае ФД должен вырабатывать напряжение, пропорциональное только разности фаз входных сигналов. Реальные ФД, однако, вырабатывают напряжение, пропорциональное не только разности фаз, но и амплитуде входных сигналов. В частности, фазовым детектором может служить любой смеситель, имеющий выход постоянного тока.

Рассмотрим идеализированную схему ФД (рис. 34), содержащую электронный ключ *Кл*, управляемый сигналом местного гетеродина, и сопротивление нагрузки R, зашунтированное емкостью C. Пусть частоты входного u_c и гетеродинного $u_г$ сигналов совпадают. Пусть далее ключ замыкается только в течение положительных полуволн гетеродинного напряжения. Тогда ток i через ключ будет протекать только в течение положительной полуволны гетеродинного напряжения, как показано на рис. 35. В случае, когда фаза входного напряжения совпадает с фазой гетеродинного ($\varphi=0°$), ток через ключ будет протекать только во время положительных полупериодов входного напряжения. Высокочастотные пульсации тока сглаживаются конденсатором C, и на сопротивлении нагрузки выделится положительное постоянное напряжение. Если же фаза входного напряжения противоположна фазе гетеродинного ($\varphi=180°$), импульсы тока через ключ будут отрицательными и на нагрузке выделится отрицательное напряжение. В промежуточном случае, когда напряжения u_c и $u_г$ сдвинуты по фазе на 90°, иначе говоря, находятся в квадратуре, импульсы тоизменяет проводимость его канала. При сдвиге фаз 90° постоянное продетектированное напряжение равно нулю. При отклонении частоты сигнала от частоты настройки контура фазовый сдвиг также изменяется в ту или другую сторону и продетектированное напряжение приобретает положительную или отрицательную полярность.

В детекторе желательно применить полевой транзистор с напряжением отсечки, близким к нулю. Этому условию удовлетворяют полевые транзисторы с изолированным затвором типа КП305Ж и КП305Д. В противном случае на затвор надо подать постоянное смещение и подобрать его так, чтобы сопротивление канала транзистора в отсутствие входного сигнала составляло не менее нескольких килоомов. Практически смещение подбирается при работе детектора по максимуму его коэффициента передачи.

Продетектированный сигнал усиливается однокаскадным УПТ, выполненным на транзисторе *Т2*. Кремниевый диод *Д3*, установленный в цепи истока, служит для получения начального смещения рабочей точки транзистора около 0,5 В. Усиленный сигнал НЧ управляет емкостью варикапов фазосдвигающего контура, уменьшая расстройку последнего относительно мгновенной частоты сигнала. Одновременно управляющий сигнал является и выходным сигналом всего детектора.

Настройка детектора начинается с настройки контура *L1Д1Д2* на частоту ПЧ 10,7 МГц. Это можно сделать, регулируя положение сердечника катушки *L1* или изменяя в некоторых пределах напряжение питания транзистора *Т2* или, наконец, изменяя сопротивление резистора *R4*. В двух последних случаях изменяется напряжение смещения на варикапах, а следовательно, и их емкость. В экспериментах автором использовался второй способ. Катушка намотана проводом ПЭЛШО 0,35 на каркасе без сердечника диаметром 8 мм и содержала 23 витка. Затем, разорвав цепь между конденсатором *С3* и резистором *R2*, присоединяют вольтметр (желательно с «нулем» в середине шкалы) параллельно конденсатору *С3*. Регулируя емкость подстроечного конденсатора *С2* добиваются максимальной ширины и линейности характеристики собственно ЧД, без ОС. Выходное напряжение ЧД в этом эксперименте не превосходит нескольких десятых долей вольта на «горбах» дискриминационной характеристики. Затем восстанавливают соединение цепи и снимают характеристики детектора с ОС.

Характеристика одного ЧД без ОС, снятая по описанной методике, приведена на рис. 32,*а*, кривая *1*. Уровень входного сигнала ПЧ составлял 0,3 В. Одновременно снималась зависимость подавления АМ от расстройки частоты сигнала по следующей простой методике: в ГСС включалась внутренняя АМ с глубиной 30% и отмечался уровень сигнала с частотой модуляции (1000 Гц) на выходе детектора. Кривые ясно показывают недостатки ЧД: дискриминационная кривая заметно нелинейна, максимум подавления АМ узок и не совпадает с «нулем» дискриминационной характеристики. Дальнейших попыток улучшить характеристики собственно ЧД не предпринималось, так как цель была другая — посмотреть, как повлияет на характеристики введение ОС.

После включения УПТ и ОС дискриминационная характеристика существенно улучшилась (кривая *1* на рис. 32,*б*). Крутизна ее изменилась с 1,54 до 1,78 мВ/кГц, расстояние между «горбами» увеличилось с 500 до 1500 кГц, выходное напряжение детектора возросло с ±200 до ±1500 мВ. Одновременно улучшились линейность дискриминационной характеристики и подавление АМ напряжение, которое перестраивает фазосдвигающий контур также вверх по частоте и уменьшает расстройку частоты сигнала относительно резонансной частоты контура. В результате, даже при большой девиации частоты мгновенная частота сигнала остается в пределах центральной, наиболее линейной части ФЧХ фазосдвигающего контура. Разумеется, выходное напряжение детектора уменьшается из-за действия ОС, но это уменьшение компенсируется усилителем постоянного тока.

Детектор с ОС обладает рядом интересных особенностей. По сравнению с обычным ЧД увеличивается ширина дискриминационной характеристики и возрастает подавление АМ. Полоса пропускания фазосдвигающего контура не обязательно должна быть широкой — ее можно сделать и уже удвоенной девиации частоты входного сигнала. При этом так же, как в приемнике со следящим фильтром, повышается помехоустойчивость и снижается пороговое отношение сигнал-шум. Более того, полосу пропускания фазосдвигающего контура можно сделать даже уже удвоенной полосы звуковых частот. При достаточном усилении УПТ линейность ФЧХ контура почти не имеет значения, а линейность всего детектора определяется лишь линейностью цепи управления резонансной частотой. В этих условиях резонансная частота фазосдвигающего контура почти точно совпадает с мгновенной частотой сигнала, а на входе УПТ имеется лишь малое напряжение ошибки слежения. Изменения амплитуды входного сигнала при этом почти полностью подавляются. В пределе, при очень высокой добротности фазосдвигающего контура и очень узкой его полосе свойства ЧД с ОС приближаются к свойствам системы ФАПЧ, рассматриваемой в следующей главе.

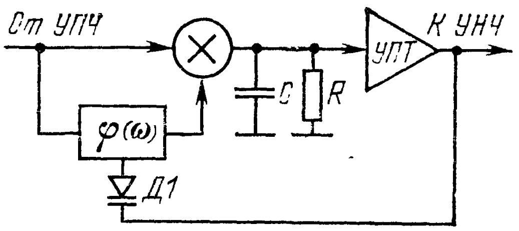


Рис. 29. ЧД с обратной связью

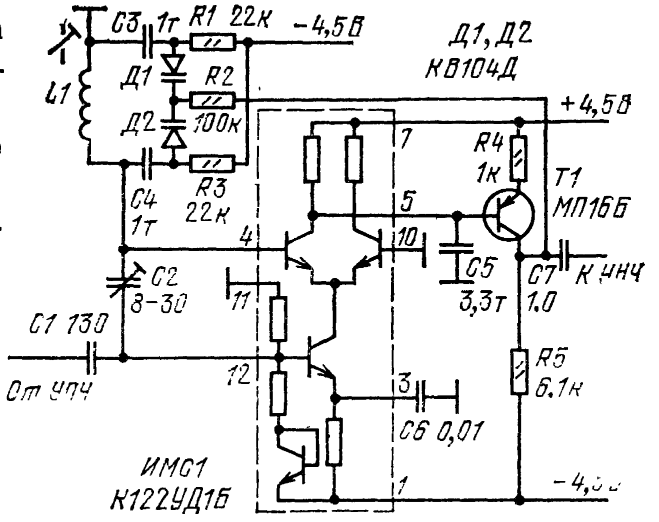


Рис. 30. Принципиальная схема ЧД с обратной связью

Есть и еще одна особенность. При перемене полярности управляющего напряжения на варикапе ОС по частоте в детекторе из отрицательной превращается в положительную. Дискриминационная характеристика становится круче, а ширина ее уменьшается. Таким способом можно сконструировать ЧД на частоту, например 10,7 МГц с шириной дискриминационной характеристики 20 кГц. Он может найти применение в приемниках для связи с узкополосной ЧМ. При дальнейшем увеличении глубины ПОС по частоте в детекторе наблюдается «триггерный» эффект — при повышении частоты входного сигнала выходное напряжение детектора скачком достигает максимума одной полярности, а при понижении частоты — также максимума, но другой полярности. Гистерезис такой «релейной» дискриминационной характеристики увеличивается с

При сильной ОСЧ, когда полоса тракта ПЧ сужается примерно до $2F_в$, во всем тракте можно установить не более двух одиночных контуров или один двухконтурный фильтр. Это ограничение не позволяет использовать узкополосные высокоселективные тракты ПЧ совместно с ОСЧ.

Для экспериментальной проверки приемника с ОСЧ и снятия его характеристик на вход подают ЧМ сигнал от генератора стандартных сигналов и изменяют частоту модуляции во всем диапазоне звуковых и ультразвуковых частот. Зависимость выходного напряжения детектора от частоты модуляции дает эквивалентная АЧХ приемника $K_п$. В качестве примера на рис. 26 приведена типичная АЧХ приемника с ОСЧ. Ее подъем в области верхних частот объясняется увеличением фазового сдвига управляющего напряжения из-за задержки в тракте *ПЧ* и *ФНЧ* (рис. 21). Эквивалентную АЧХ приемника можно получить и расчетным путем. Как это сделать, будет показано в следующей главе на примере синхронно-фазового детектора. Заметим только, что подъем эквивалентной АЧХ на высоких модулирующих частотах — явление характерное для всех систем с обратным управлением или ОС.

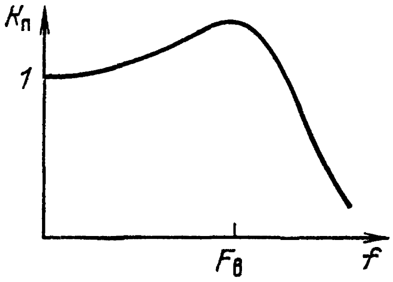


Рис. 26. Эквивалентная АЧХ приемника с ОСЧ

СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР В ТРАКТЕ ПЧ

Задача увеличения чувствительности и помехоустойчивости приемника ЧМ может решаться и по-другому: с помощью узкополосного фильтра в тракте ПЧ. В этом случае резонансная частота фильтра должна управляться выходным напряжением частотного детектора (ЧД), как показано на структурной схеме рис. 27. Приемник УКВ со следящим фильтром содержит *УВЧ*, преобразователь частоты, *ФПЧ* и *УПЧ* такие же, как и в обычном приемнике. На выходе (или между каскадами) *УПЧ* включается узкополосный перестраиваемый (следящий) контур или (реже) двухконтурный фильтр *УФ* с варикапами в качестве контурных конденсаторов. За фильтром следуют ограничитель *ОГР* и обычный *ЧД*. Низкочастотный сигнал на варикап *Д* следящего фильтра подается через *RC*-фильтр нижних частот *ФНЧ* с выхода *ЧД*. Частота среза этого фильтра выбирается одного порядка с наивысшей частотой звукового спектра $F_в$.

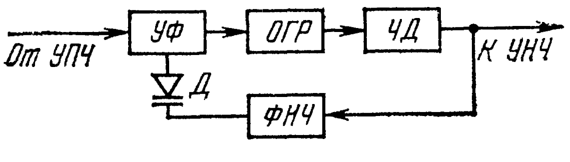


Рис. 27. Следящий фильтр

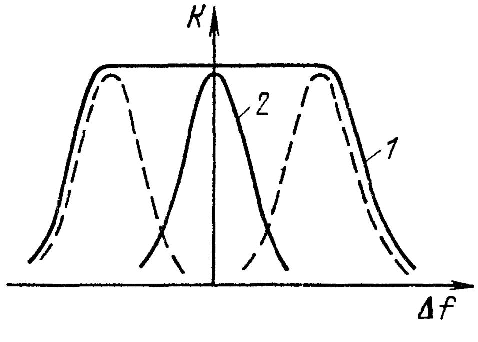


Рис. 28. АЧХ следящего фильтра

Амплитудно-частотная характеристика тракта ПЧ (кривая *1*) и следящего фильтра (кривая *2*) показаны на рис. 28. При модуляции сигнала кривая *2* определяемая по формуле (9); $F_в$ — наивысшая модулирующая (звуковая) частота. Уменьшенной полосе ПЧ будет соответствовать и большая чувствительность приемника в соответствии с формулой (8) и кривыми рис. 11 и 12.

В радиовещании принята максимальная девиация частоты 50 кГц и наивысшая модулирующая частота 15 кГц. В этих условиях полоса пропускания обычного монофонического приемника ЧМ должна быть не менее 130 кГц. При использовании ОСЧ ее удается сократить до 60 кГц, что обеспечивает понижение порога на 3—4 дБ. Еще больший выигрыш можно получить, ограничив в приемнике диапазон звуковых частот сверху, например, до 5 кГц. Тогда полосу пропускания по ПЧ можно сузить до 30 кГц, установив $1+qS=5$ и соответственно $\Delta f'=10$ кГц. Пороговые кривые для этого случая показаны на рис. 23. Кривая *1* соответствует обычному приему при индексе модуляции $\beta=\Delta f/F_в=10$. Она полностью совпадает с аналогичной кривой на рис. 12. Кривая *2* также соответствует обычному приему, но при индексе модуляции, равном 2. Приемник с ОСЧ по помехоустойчивости эквивалентен обычному в надпороговой области, при большом отношении сигнал-шум. При уменьшении этого отношения порог в приемнике с ОСЧ наступает позже, чем в обычном. В подпороговой области приемник с ОСЧ эквивалентен обычному, но узкополосному, работающему при индексе модуляции, равном 2. Пороговая кривая приемника с ОСЧ соответствует кривой *3* на рис. 23.

До какой же степени можно размодулировать сигнал с помощью ОСЧ, или, другими словами, где лежит предел выигрыша за счет ОСЧ? Наибольшее снижение порога получается при размодуляции сигнала до индекса $\beta=1$, но выходное отношение сигнал-шум в пороговой области при этом невелико и не превосходит 10—15 дБ. Оно достаточно только для разборчивого приема речи, но не для музыкальных передач. При индексах модуляции менее единицы спектр сигнала ПЧ становится подобным показанному на рис. 1 для $\beta=0{,}7$. В спектре остаются только боковые полосы первого порядка, амплитуда которых быстро уменьшается с уменьшением индекса. Поскольку полосу тракта ПЧ нельзя сделать у́же 2 $F_в$, уровень шума не уменьшается с уменьшением индекса и боковые полосы модуляции как бы «тонут» в шумах. Гетеродин приемника будет в этом случае управляться уже не сигналом, а шумом с выхода ЧД, что приведет к потере всех преимуществ ОСЧ. Оптимальными, по-видимому, следует считать индекс модуляции сигнала в тракте ПЧ не менее 1—2, а полосу тракта ПЧ — не менее (2—3) $F_в$.

Обсудим теперь вопросы устойчивости и практической реализуемости приемника с ОСЧ. Идеализированная формула (9) получена для безинерционной ОСЧ или (что то же самое) для очень медленных изменений частоты сигнала. На самом деле тракт ПЧ вносит некоторую задержку сигнала и гетеродин *ГЕТ* (см. рис. 21) управляется с некоторым запаздыванием относительно изменений частоты сигнала. Дополнительную задержку вносит и фильтр нижних частот (*ФНЧ*). Исключить его из схемы нельзя, так как он нужен для отфильтровывания интенсивных высокочастотных составляющих шума на выходе *ЧД*. Отсутствие *ФНЧ* приводит почти к полной потере выигрыша за счет ОСЧ.

Время задержки сигнала в тракте ПЧ можно найти, зная его фазовую характеристику (ФЧХ) — зависимость фазового сдвига сигнала от частоты. При линейной ФЧХ (которую в приемниках ЧМ всегда стараются выполнить, чтобы уменьшить искажения сигнала) сдвиг фазы пропорционален отклонению частоты и времени задержки: $\Delta\varphi=\Delta\omega\tau$, откуда легко получается $\tau=\Delta\varphi/\Delta\omega$ или меняют систему АПЧ гетеродина, подстраивающую приемник так, чтобы частота сигнала оказалась в центре дискриминационной кривой.

Подводя итог сказанному, перечислим лишь те недостатки ЧМ приемника с обычным детектором, которые, как будет показано далее, частично или полностью устраняются при применении детекторов с фазовой автоподстройкой частоты: большое усиление до детектора, высокая селективность до детектора и трудности, связанные с ее реализацией, необходимость сильного подавления АМ и сильного сжатия динамического диапазона сигналов до детектора, трудность получения малых нелинейных искажений, наличие ложных боковых настроек и необходимость применения АПЧ.

Глава вторая

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЧАСТОТЕ И СЛЕДЯЩИЕ ФИЛЬТРЫ

СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ЧАСТОТЕ

В этой главе мы кратко рассмотрим некоторые способы улучшения параметров приемника ЧМ, не изменяющие по существу его структурной схемы, показанной на рис. 3. Одним из таких способов является введение ОСЧ. Структурная схема супергетеродина с ОСЧ показана на рис. 21. Приемник содержит *УВЧ*, смеситель *СМ* и гетеродин *ГЕТ*, фильтр *ПЧ ФПЧ, УПЧ*, ограничитель *ОГР*, обычный частотный детектор *ЧД* и *УНЧ*. Назначение этих узлов такое же, как и на структурной схеме рис. 3. Дополнительными узлами являются *RC*-фильтр нижних частот *ФНЧ* и варикап *Д1*, подстраивающий частоту гетеродина. Эти узлы образуют цепь АПЧ, часто используемую в УКВ приемниках достаточно высокого класса. Но в обычной цепи АПЧ фильтр НЧ выполняют в виде *RC*-цепочки с большой постоянной времени, таким образом, чтобы цепь АПЧ отслеживала лишь медленные уходы частоты гетеродина приемника и компенсировала неточность настройки на частоту станции. При этом фильтр пропускает лишь постоянный ток и очень низкие частоты, лежащие ниже границы звукового диапазона (ниже 30 Гц). Как известно, частота среза фильтра определяется его постоянной времени $\tau = RC$:

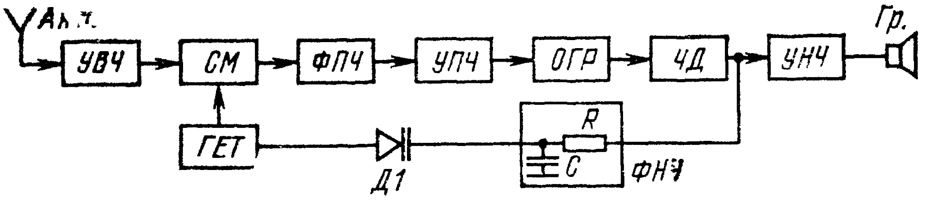


Рис. 21. Структурная схема приемника с ОСЧ

$$f_{ср} = 1/2\pi\tau.$$

В приемнике с ОСЧ, напротив, постоянная времени *RC*-цепочки фильтра τ выбирается небольшой, чтобы пропустить все частоты звукового спектра. В этом случае гетеродин приемника модулируется по частоте продетектированным звуковым сигналом так, что результирующая девиация частоты в тракте ПЧ та биений. В то же время ЧМ сильного сигнала полезным сообщением сохраняется полностью.

Способность подавлять слабый сигнал с перекрывающимся спектром характеризуется коэффициентом захвата — параметром ЧМ приемника, показывающим, на сколько децибел надо увеличить полезный сигнал, чтобы подавить помеху на 30 дБ. У лучших ЧМ приемников коэффициент захвата составляет несколько децибел. Он улучшается с повышением «идеальности» ЧД. Напомним, что идеальный ЧД имеет линейную характеристику и не реагирует на амплитудные изменения сигнала. Если спектры сигнала и помехи не перекрываются и полезный сигнал превосходит по амплитуде мешающий, то идеальный ЧД полностью подавляет помеху. Процесс подавления внеполосной помехи полностью аналогичен процессу устранения высокочастотных компонент шума в выходном сигнале ЧД. Действительно, помеха создает на выходе ЧД лишь биения с полезным сигналом, причем частота биений лежит выше звукового диапазона. Таким образом, роль селективности додетекторных каскадов сводится только к тому, чтобы обеспечить превышение полезного сигнала над помехами.

У реального ЧД дело обстоит значительно сложнее, и помехи уже не подавляются полностью. Степень их подавления в детекторе зависит от следующих факторов (и возрастает с их увеличением): линейности характеристики ЧД, глубины подавления АМ, ширины дискриминационной характеристики. Последнее требование становится понятным, если учесть, что частота биений должна лежать на линейном участке характеристики детектора. Неидеальность ЧД заставляет значительно увеличивать селективность додетекторного тракта с тем, чтобы на ЧД воздействовал практически лишь один полезный сигнал.

Селективность при расстройке на 300 кГц у приемников с обычным ЧД выбирается около 35 дБ, селективность по зеркальному каналу 40 дБ и более, по другим побочным каналам приема — 60 дБ и более.

Интерференционные помехи при приеме ЧМ сигналов вызваны многолучевостью распространения радиоволн. Они нередки в условиях большого города при отражениях радиосигнала от железобетонных зданий и других предметов. При этом в приемную антенну попадает как минимум два сигнала, один из которых обычно меньше по амплитуде и запаздывает по времени. Тракт ПЧ эти ЧМ сигналы проходят беспрепятственно, так как занимают одну и ту же полосу частот. Но мгновенные частоты их различаются тем больше, чем больше запаздывание и скорость изменения частоты при модуляции. В результате в ЧД возникают биения, искажающие полезный сигнал. Биения появляются в такт с модуляцией и могут иметь частоты от инфранизких до ультразвуковых. Наиболее эффективный способ борьбы с интерференционными помехами — выбор места расположения приемной антенны, увеличение ее направленности и правильное ориентирование на радиостанцию. Но некоторую роль в подавлении интерференционных помех играет и ЧД. Чем ближе он к «идеальному», тем лучше подавляются помехи. Таким образом, опять важны большая линейность, ширина дискриминационной характеристики и глубокое подавление АМ. Этим условиям лучше всего удовлетворяют счетные детекторы совпадений, использующие жесткое ограничение амплитуды сигнала перед детектированием. Однако полного подавления интерференционных помех даже в «идеальном» ЧД получить нельзя.

Нелинейные искажения в ЧМ приемнике в значительной степени определяются детектором и трактом ПЧ. Действительно, изменения частоты ЧМ сигнала

Особый класс демодуляторов образуют ЧД счетного типа, также требующие жесткого ограничения амплитуды сигнала. В этих ЧД из входного ограниченного сигнала ПЧ формируются импульсы с постоянной длительностью и амплитудой. Среднее напряжение последовательности импульсов (выделяемое интегрирующей *RC*-цепочкой) пропорционально частоте их повторения, а следовательно, и частоте сигнала. Счетные детекторы могут иметь очень высокую (теоретически идеальную) линейность дискриминационной характеристики, но крутизна ее получается низкой. Например, при ПЧ равной 10,7 МГц и девиации частоты 50 кГц выходное напряжение НЧ не может быть больше 0,5% от амплитуды импульсов, поступающих на детектор. По этой причине счетные детекторы применяют лишь при достаточно низких ПЧ. Здесь мы их рассматривать не будем.

Приведенные описания ЧД позволяют изобразить обобщенную структурную схему ЧД в виде, показанном на рис. 19. Основными узлами ЧД являются фазосдвигающая цепь с характеристикой $\varphi(\omega)$ (причем $\varphi(\omega_0)=90^\circ$) и перемножитель сигналов. Фильтрацию выходного сигнала перемножителя осуществляет ФНЧ. Чаще всего фильтром служит *RC*-цепочка нагрузки. Математическую работу детектора описывают выражения (6) и (7).

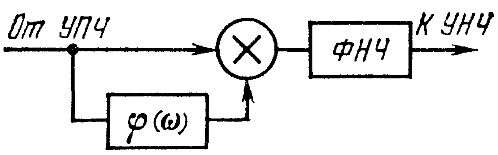


Рис. 19. Обобщенная схема ЧД

Теперь можно сформулировать основные недостатки, присущие ЧД «классического» типа.

1. Зависимость фазового сдвига от частоты для всех практически используемых фазосдвигающих цепей (чаще всего это простой колебательный контур) нелинейна, и для получения малых искажений при детектировании приходится работать на небольшом начальном участке ФЧХ $\varphi(\omega)$, где кроме того $u_{\text{вых}} \sim \sin\varphi$. Это, как правило, сильно снижает коэффициент передачи детектора.

2. Выходное напряжение ЧД зависит не только от частоты, но и от амплитуды входного сигнала.

3. Допустимый диапазон входных сигналов невелик и ограничен снизу резким уменьшением коэффициента передачи детектора (пропорциональным $U^2_{\text{с}}$), а сверху — искажениями в перемножителе. Практически допустимый диапазон редко превосходит 20 дБ. Учитывая, что входной сигнал ЧМ приемника может изменяться в значительно больших пределах, использование ограничителей или эффективных систем АРУ становится совершенно необходимым.

Разумеется, при правильном техническом проектировании эти недостатки ЧД сводятся к минимуму, однако они носят принципиальный характер и полностью устранены быть не могут.

ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ ЧМ СИГНАЛОВ

Рассмотрим теперь основные параметры ЧМ приемника и их взаимосвязь с параметрами частотного детектора.

Чувствительность приемника определяется минимальным уровнем сигнала на его входе, обеспечивающим заданное отношение сигнал-шум (обычно 26 дБ) в тракте УНЧ. Девиация частоты при измерениях устанавливается равной 15 кГц (30% от максимальной). Обращаясь к графикам рис. 11, легко устаноих иногда называют, фазосдвигающем трансформаторе детектора) показана на рис. 15. При отклонении частоты входного сигнала f от резонансной частоты контуров f_0 сдвиг фаз между напряжениями u_1 и u_2 изменяется в соответствии с фазовой характеристикой вторичного контура *L2C2*, показанной на рис. 16 сплошной линией. Для сравнения штриховой линией показана АЧХ контура. К диодам детектора *Д1* и *Д2* подводятся высокочастотные напряжения $u_{д1}=u_1+u_2/2$ и $u_{д2}=u_1-u_2/2$, изменяющиеся при отклонениях частоты так, как показано на рис. 15. Поскольку диоды по отношению к выходу детектора включены встречно, продетектированное напряжение оказывается пропорциональным разности высокочастотных напряжений, приложенных к диодам. В результате при равенстве частоты сигнала резонансной частоте контура *L2C2* напряжение на выходе детектора равно нулю, а при отклонениях частоты появляется выходное напряжение той или другой полярности.

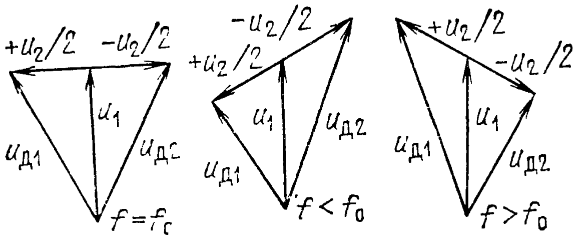


Рис. 15. Векторная диаграмма сигналов в детекторе отношений

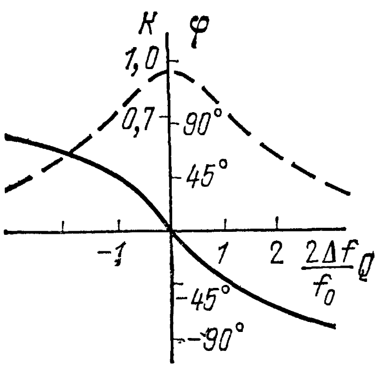


Рис. 16. АЧХ и ФЧХ фазосдвигающего контура

Цепочка автоматического смещения *R2C6* создает на диодах постоянное запирающее напряжение, пропорциональное амплитуде сигнала. При быстрых ее изменениях изменяется и шунтирующее действие диодов на контур *L2C2*, поскольку напряжение смещения из-за большой постоянной времени *R2C6* не успевает следить за изменениями амплитуды сигнала. Таким образом достигается подавление АМ на 20—25 дБ. Медленные изменения амплитуды детектором не отслеживаются, поэтому сильные станции принимаются на приемник с детектором отношений громче, если, конечно, перед детектором не установлен дополнительный ограничитель.

Работу детектора отношений можно пояснить и по-другому. Диоды детектора совместно с симметричной контурной катушкой *L2* образуют балансный смеситель, или фазовый детектор (ФД), на один вход которого подано напряжение u_2, а на другой — u_1. Как известно, балансный смеситель выполняет операцию перемножения входных сигналов, и его выходное напряжение можно представить в виде:

$$u_{\text{вых}}=ku_1u_2=kU_c\cos\omega t\,U_c\sin(\omega t+\varphi), \qquad (6)$$

где k — коэффициент пропорциональности, 1/В. Выбор функций cos и sin отображает 90°-ный фазовый сдвиг напряжений u_1 и u_2. Дополнительный фазовый сдвиг φ определяется ФЧХ контура *L2C2*, показанной на рис. 16. Проведя тригонометрические преобразования и отбросив высокочастотные члены, получаем выходное напряжение детектора:

$$u_{\text{вых}}=\frac{k}{2}U_c^2\sin\varphi. \qquad (7)$$

снижается при настройке на частоту станции, т. е. при появлении на входе ЧД сигнала несущей.

Для иллюстрации изложенного на рис. 11 показаны зависимости отношения сигнал-шум на выходе ЧД в зависимости от такого же отношения на входе

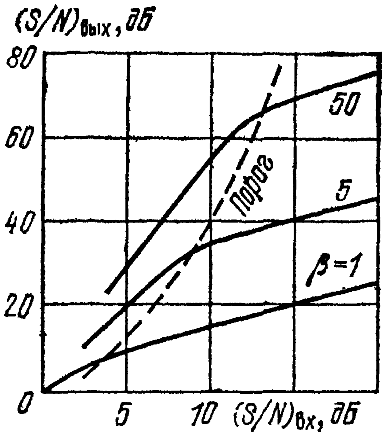


Рис. 11. Пороговые характеристики ЧД

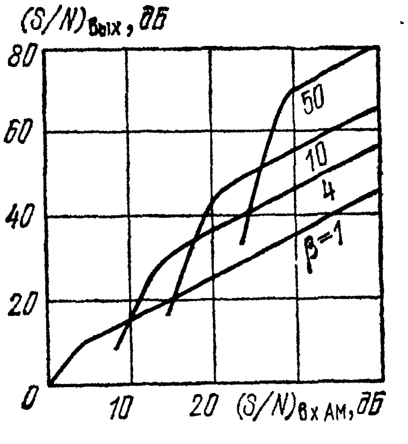


Рис. 12. Пороговые характеристики в полосе АМ

для различных индексов модуляции β. При больших индексах модуляции и при достаточном отношении сигнал-шум на входе, шум в ЧД сильно подавляется сигналом. Выигрыш ЧМ в отношении сигнал-шум пропорционален индексу модуляции лишь при больших сигналах. При снижении входного отношения сигнал-шум ниже 7—10 дБ наблюдается «пороговый эффект», состоящий в том, что выходное отношение сигнал-шум резко падает. Порог наступает в случае, когда пиковое напряжение шума на входе ЧД достигает амплитуды несущей. При дальнейшем уменьшении сигнала наблюдается обратный эффект: шум подавляет полезный сигнал, этим и объясняется явление порога. С увеличением индекса модуляции необходимо и соответствующее расширение полосы пропускания, что увеличивает напряжение шума на входе ЧД. Поэтому и порог наступает при больших уровнях сигнала. Этот недостаток неустраним в «классической» схеме приемника ЧМ с обычным ЧД.

Кривые, показанные на рис. 11, хорошо иллюстрируют явление порога, но не позволяют определить оптимальный индекс модуляции для конкретных заданных условий. Дело в том, что при переходе к большим индексам модуляции должна возрастать и полоса пропускания приемника в соответствии с формулой (3). При этом шум будет собираться с большей полосы частот и мощность его пропорционально возрастет (мощность шума пропорциональна произведению его спектральной плотности, которую можно считать постоянной, на полосу пропускания). Допустим, что на входе ЧД отношение сигнал-шум равно 30 (15 дБ), а индекс модуляции равен 5. Выходное отношение сигнал-шум в этих условиях составляет 40 дБ. Мы хотим повысить его до 70 дБ и для этого увеличиваем индекс до 50. Это заставляет расширить полосу пропускания тракта ПЧ примерно в 10 раз, но во столько же раз увеличивается мощность шума на входе ЧД. Следовательно, надо в 10 раз увеличить и мощность сигнала, что чаще всего невозможно.

Если постоянным мощность сигнала (определяется мощностью передатчика и условиями приема) и спектральная плотность шума приемника (определяется входными каскадами), то удобнее пользоваться кривыми, показанными на ким образом, помехоустойчивость ЧМ приемника повышается с увеличением отношения полуполосы входного шума к полосе УНЧ. Поскольку первая определяется девиацией частоты сигнала, а вторая — наивысшей модулирующей частотой, помехоустойчивость ЧМ повышается с увеличением индекса модуляции сигнала.

Дополнительным средством повышения помехоустойчивости служат предыскажения модулирующего сигнала в передатчике, состоящие в подъеме верхних звуковых частот. При этом используется тот факт, что уровень высокочастотных составляющих реального звукового сигнала обычно невелик. Предыскажения применять нельзя при передаче сигналов с равномерным спектром, иначе неизбежна перемодуляция передатчика верхними частотами и появление характерных искажений шипящих звуков (так называемые С-искажения). Для компенсации предыскажений после детектора в приемнике включается интегрирующая *RC*-цепочка со стандартизованной постоянной времени 50 мкс. Эта цепочка одновременно ослабляет и наиболее интенсивные высокочастотные составляющие шума на выходе ЧД. Выигрыш в выходном отношении сигнал-шум за счет предыскажений достигает 10 дБ.

По мере уменьшения отношения сигнал-шум на входе приемника ЧМ аналогичное отношение на выходе (в спектре звуковых частот) также уменьшается, сначала пропорционально входному, а затем гораздо быстрее. Явление резкого уменьшения отношения сигнал-шум на выходе называют порогом ЧМ. Характер шума на выходе частотного детектора вблизи порога также меняется — сначала появляются редкие случайные выбросы, как показано на рис. 7, а по мере уменьшения сигнала и весь шум приобретает импульсный характер. Интенсивность его возрастает, и полезный сигнал полностью теряется в шуме.

ПОРОГОВЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПРИЕМНИКАХ ЧМ СИГНАЛОВ

Чтобы лучше понять, как именно наступает явление порога, снова обратимся к векторной диаграмме (рис. 8,*а*). Вектор **А**, как и ранее, изображает несущую сигнала, а вектор **С** — результирующую всех спектральных компонент шума на входе ЧД, т. е. просто полное напряжение шума. Поскольку шумовое напряжение носит случайный характер, то его амплитуда и фаза изменяются случайным образом. Амплитуде шума соответствует длина вектора **С**, а фазе — его направление (угол относительно вектора **А**). Если напряжение сигнала больше пикового напряжения шума (надпороговая область), суммарный вектор **А+С**, изображающий входное напряжение ЧД, отклоняется от вектора «чисто-

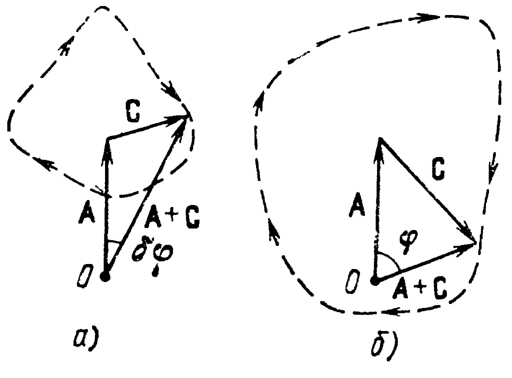


Рис. 8. Векторная диаграмма смеси сигнала и шума

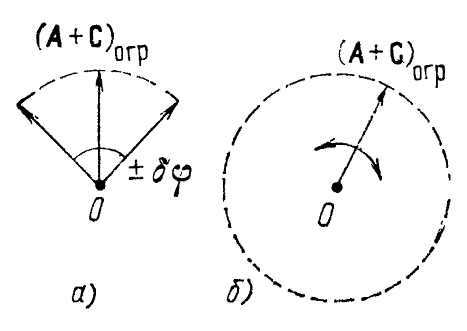


Рис. 9. Векторная **диаграмма ограниченной по амплитуде смеси сигнала** и шума

где $\Delta\omega_{\text{эфф}}$ — эффективная девиация частоты, равная примерно 40% максимальной, т. е. 17—20 кГц. Спектр реального ЧМ сигнала показан на рис. 2. Вертикальными штриховыми линиями показаны границы, в пределах которых лежит девиация частоты (±50 кГц).

ПРИЕМНИК ЧМ С ОБЫЧНЫМ ЧАСТОТНЫМ ДЕТЕКТОРОМ. ВЫИГРЫШ ПРИ ЧМ

Структурная схема ЧМ приемника с обычным ЧД показана на рис. 3. Блок УКВ содержит *УВЧ*, настроенный на частоты радиовещательного УКВ диапазона 65,8—73,0 МГц, смеситель *СМ* и гетеродин *ГЕТ*. Сигнал промежуточной частоты — ПЧ (10,7 или 6,8 МГц в старых моделях приемников) выделяется фильтром ПЧ (*ФПЧ*) и усиливается в *УПЧ*. В старых моделях приемников фильтрация ПЧ осуществлялась контурами и двухконтурными фильтрами, равномерно распределенными между каскадами *УПЧ*. При таком решении трудно обеспечить стабильность формы резонансной кривой при изменении уровня сигнала, поскольку проводимости транзисторов, шунтирующие контура, изменяются при вхождении каскада в режим ограничения. В настоящее время фильтр сосредоточенной селекции предпочитают устанавливать на входе *УПЧ*. Далее сигнал ПЧ проходит через ограничитель *ОГР* и детектируется частотным детектором *ЧД*. Продетектированный НЧ сигнал поступает в *УНЧ* или стереодекодер.

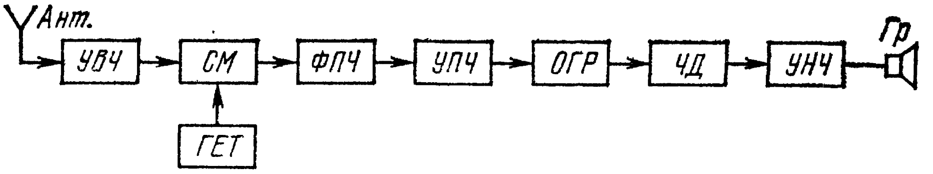


Рис. 3. Структурная схема приемника ЧМ

Полоса пропускания приемника определяется трактом ПЧ. Ее ширину выбирают в соответствии с формулой (3), при этом спектр сигнала, показанный на рис. 2, пропускается почти без искажений. Следует заметить, что ординаты графика на рис. 2 показывают и относительное время нахождения мгновенной частоты сигнала в точках с частотными расстройками, отложенными по горизонтальной оси. Амплитуда же сигнала остается неизменной, поэтому амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) тракта ПЧ чаще всего выбирают близкой к горизонтальной в области частот, ограниченной штриховыми линиями на рис. 2.

Рассмотрим теперь, чем объясняется высокая помехоустойчивость приемника ЧМ. Пусть на входе ЧД имеется несущая ЧМ сигнала и шум с постоянной спектральной плотностью в полосе тракта ПЧ, как показано на рис. 4. Пусть, далее, в приемнике установлен идеальный ЧД, реагирующий только на частотные, но не на амплитудные изменения сигнала и имеющий линейную характеристику (зависимость выходного напряжения от частоты входного сигнала). Для того, чтобы оценить характер шума на выходе ЧД, удобно представить входной шум в виде набора многих спектральных компонент, отстоящих от несущей сигнала на частотные интервалы $\delta\omega$, лежащие в пределах полосы пропускания тракта ПЧ, т. е. от $-\Delta\omega$ до $+\Delta\omega$. Если общий уровень шума невелик по сравнению с уровнем несущей, то амплитуда каждой спектральной компоненты намного меньше амплитуды несущей *А*. Поэтому взаимодействием шумовых ком-

Глава первая

ОСНОВЫ ЧМ И УСТРОЙСТВО ПРИЕМНИКА ЧМ СИГНАЛОВ

СПЕКТР ЧМ СИГНАЛА

Прежде чем переходить к описанию конкретных приемников ЧМ, необходимо выяснить, что же представляет собой принимаемый ЧМ сигнал и каковы его параметры.

Амплитуда излучаемого передатчиком ЧМ сигнала всегда остается постоянной. Модулирующий звуковой сигнал вызывает лишь отклонение мгновенной частоты передатчика. Излучаемый сигнал описывается выражением:

$$u=U_c\cos\Phi, \tag{1}$$

где Φ — текущая фаза высокочастотного сигнала. Угловая частота сигнала[1] ω является скоростью изменения фазы Φ во времени, т. е. $\omega=d\Phi/dt$ или $\Phi=\int\omega dt$. Если передатчик модулирован синусоидальным низкочастотным напряжением $U_m\cos\Omega t$, то частота излучаемого сигнала изменяется по закону: $\omega=\omega_c+\Delta\omega\cos\Omega t$, где $\Delta\omega$ — девиация частоты, пропорциональная U_m. Излучаемый сигнал (1) можно записать в виде:

$$u=U_c\cos\left[\int(\omega_c+\Delta\omega\cos\Omega t)dt\right]=U_c\cos\left[\omega_c t+\frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t\right]. \tag{2}$$

Величина $\Delta\omega/\Omega$, равная отношению девиации к модулирующей частоте, называется индексом модуляции β. Как видно из последней формулы, индекс модуляции численно равен максимальному отклонению фазы ЧМ сигнала, выраженному в радианах. Спектр реальных звуковых сигналов содержит разные частоты, поэтому часто индекс модуляции определяют для максимальной девиации $\Delta\omega_m$ и наивысшей модулирующей частоты $\Omega_в: \beta=\Delta\omega_m/\Omega_в$. Индекс модуляции при неизменной девиации увеличивается с понижением модулирующей частоты. Это отличает ЧМ от ФМ, при которой индекс модуляции постоянен и не зависит от модулирующей частоты. При модуляции синусоидальным сигналом, спектр которого содержит лишь одну частоту, ЧМ и ФМ неразличимы.

Спектр ЧМ колебания (2) можно найти, преобразовав это выражение с помощью бесселевых функций:

$$u=U_c\cos[\omega_c t+\beta\sin\Omega t]=U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta)\cos(\omega_c+n\Omega)t.$$

Спектр получается сложным и содержит большое количество боковых частот

---

[1] В этой книге используются термины угловой частоты ω или Ω, измеряемой в радианах в секунду, и циклической частоты f или F, измеряемой в периодах в секунду или герцах. Применение того или другого термина определяется удобством изложения, но всегда остаются верными соотношения $\Omega=2\pi F$ и $\omega=2\pi f$.

Одновременно с количественным развитием сети УКВ вещания происходил и качественный процесс — непрерывное совершенствование техники УКВ приема. Сверхрегенераторы, применявшиеся раньше ввиду их исключительной простоты, были полностью заменены супергетеродинными приемниками. Классическая структурная схема супергетеродинного приемника, включающая УВЧ, преобразователь частоты, УПЧ с большим коэффициентом усиления, ограничитель, частотный детектор (ЧД) и УНЧ, существует без заметных изменений около полувека. Изменялась лишь элементная база — лампы уступили место транзисторам, затем интегральным микросхемам, с развитием стереовещания добавился стереодекодер. Эта же структурная схема используется и во всех современных УКВ приемниках, выпускаемых промышленностью.

Попытки улучшить качество работы и помехоустойчивость приемника ЧМ привели к усовершенствованию всех перечисленных элементов структурной схемы приемника. Были созданы малошумящие высокочастотные каскады с большим динамическим диапазоном, тракты ПЧ с монолитными пьезокерамическими фильтрами, УНЧ с большой выходной мощностью и пренебрежимо малыми частотными и нелинейными искажениями. В наименьшей степени этот процесс затронул «классический» частотный дискриминатор (ЧД) или детектор отношений.

Предпринимались поиски новых технических решений, улучшающих УКВ прием. Основные изобретения были сделаны в конце 30-х годов, однако из-за слабого развития техники они долго не получали распространения. К этим изобретениям относятся отрицательная обратная связь по частоте (Чеффи, 1937), следящий фильтр (Виницкий, 1940) и приемник с синхронно-фазовым ЧД (Кросби, 1936). Если первые два изобретения лишь улучшают параметры приемника ЧМ, причем основные узлы структурной схемы, включая ЧД, остаются неизменными, то синхронно-фазовый детектор отличается принципиально — в нем используется техника синхронного детектирования ЧМ сигнала.

Синхронный прием был известен еще раньше — пионерами применения этой техники для детектирования АМ сигналов были Х. Бельсиз во Франции и Е. Г. Момот в СССР, намного опередившие в своих работах уровень техники того времени. Однако практическое развитие техника синхронного приема получила лишь с появлением систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обеспечивающих надежную синхронизацию гетеродина приемника.

Система ФАПЧ включает фазовый детектор, фильтр нижних частот, усилитель и управляемый напряжением гетеродин. В процессе работы фазовый детектор вырабатывает сигнал ошибки слежения. Этот сигнал, пройдя через фильтр и усилитель, подстраивает частоту гетеродина под частоту сигнала до точного их совпадения. Если частота входного сигнала модулирована, то управляющее напряжение изменяется в такт с модуляцией, т. е. является продетектированным сигналом.

В настоящее время системы ФАПЧ нашли применение в самых разных областях техники: в синтезаторах частоты для выделения нужной гармоники из сложного спектра, в различных следящих системах, в цепях синхронизации телевизионных приемников и даже в устройствах стабилизации частоты вращения диска электропроигрывателей. Что касается систем связи, то выделение несущих, тактовых и синхронизирующих частот осуществляется чаще всего системами ФАПЧ. Так например, в наземных станциях спутниковой системы связи «Орбита» для демодуляции ЧМ сигнала используется система ФАПЧ.

К идее использования обратной связи по частоте (ОСЧ), следящих фильтров

ББК 32.849
П54
УДК 621.396.62

Редакционная коллегия:

БЕЛКИН Б. Г., БОНДАРЕНКО В. М., БОРИСОВ В. Г., ГЕНИШТА Е. Н., ГОРОХОВСКИЙ А. В., ЕЛЬЯШКЕВИЧ С. А., ЖЕРЕБЦОВ И. П., КОРОЛЬКОВ В. Г., СМИРНОВ А. Д., ТАРАСОВ Ф. И., ХОТУНЦЕВ Ю. ЧИСТЯКОВ Н. И.

Поляков В. Т.

П54 Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1063).

55 к.

Рассмотрены новые способы приема и детектирования радиовещательных сигналов с частотной модуляцией в УКВ диапазоне, основанные на применении систем фазовой автоподстройки частоты. Популярно изложена теория частотных детекторов с фазовой автоподстройкой, даны их схемы и характеристики. Приведены практические схемы и конструкции радиовещательных УКВ ЧМ приемников различной сложности, пригодных для повторения радиолюбителями, а также схема и конструкция стереодекодера с автоподстройкой частоты.

Для подготовленных радиолюбителей.

П $\frac{2402020000-089}{046(01)-83}$ 161-83 **ББК 32.849**

6Ф2.124

РЕЦЕНЗЕНТ Л. С. ЧУДНОВСКИЙ

Редакция научно-популярной литературы
и массовой радиобиблиотеки

ВЛАДИМИР ТИМОФЕЕВИЧ ПОЛЯКОВ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ЧМ ПРИЕМНИКИ
С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ

Редактор С. Г. Рихтер. Редактор издательства Н. В. Ефимова.
Технический редактор Т. Н. Зыкина. Корректор Т. Л. Кускова
ИБ № 588

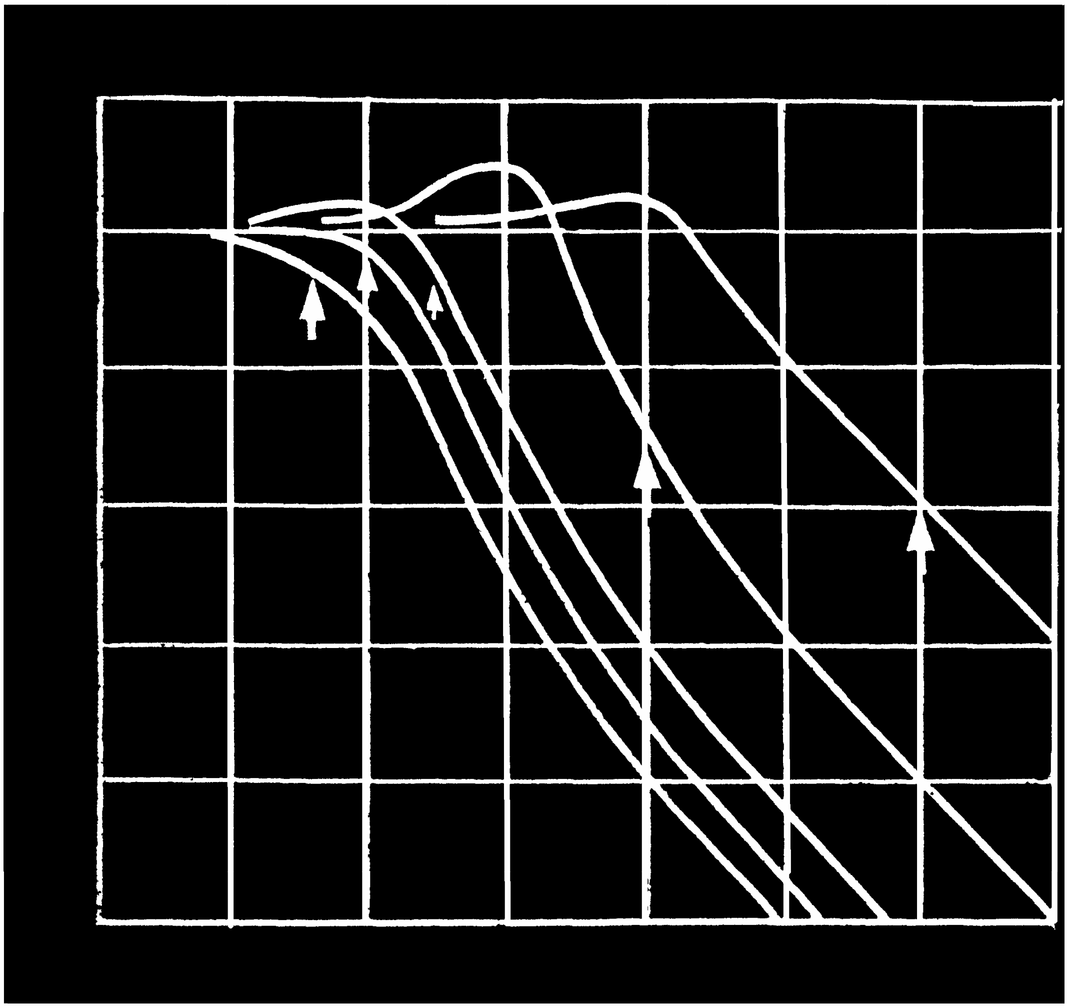
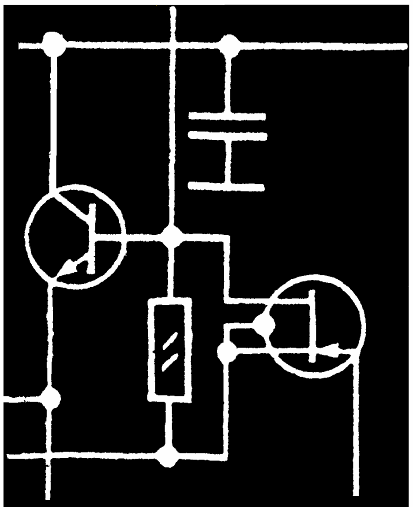
Сдано в набор 12.11.82. Подписано в печать 18.04.83.
Т-09608 Формат $60\times90^{1}/_{16}$ Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 6,0 Усл. кр.-отт. 6,25 Уч.-изд. л. 7,61 Тираж 60 000 экз. Изд. № 19912
Зак. № 158 Цена 55 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1983

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

В.Т. ПОЛЯКОВ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ЧМ ПРИЕМНИКИ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ